

R. ASCHEN et R. GONDRY

Pol. Rousseau
13, RUE JACQUET — NEURE-LE-ROMAIN
TÉL. 041/801363

THÉORIE ET PRATIQUE
DE LA
TÉLÉVISION

ÉDITIONS L. E. P. S

21, Rue des Jeûneurs - PARIS (2^e)

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION

Les techniciens qui ont travaillé la télévision sont au courant des progrès réalisés par cette branche de l'industrie radioélectrique française au cours des années qui ont précédé la guerre.

Le public qui n'a pas suivi les expositions n'est pas informé, le Français est malheureusement souvent enclin à penser que dans son pays on est en retard sur ce qui se fait à l'étranger. Eh bien, dans le domaine de la télévision, il a encore une fois tort de porter un jugement *a priori*.

Dès 1932 des émissions avaient lieu régulièrement; au cours de l'Exposition de 1937 on pouvait voir, chez soi, à plusieurs dizaines de kilomètres de Paris, les bateaux circulant sur la Seine; au cours des années 1937, 1938 et surtout 1939, notre Télévision Nationale offrait des programmes très intéressants, composés de scènes de music-hall et de télécinéma : actualités de la semaine, documentaires et un grand film. La stabilité était très satisfaisante, nous nous souvenons que, coupant le courant le soir après une séance, aucun bouton de l'appareil n'était à retoucher le lendemain pour voir l'émission au cours de laquelle, certains jours, il était possible de demeurer assis devant l'appareil sans avoir à faire aucune manœuvre.

Sans la guerre, le Salon de 39 nous aurait montré des séries d'appareils à des prix très abordables, mais alors, la télévision commerciale et l'exploitation furent arrêtées. Depuis cinq ans, les laboratoires ont travaillé et nous pouvons être sûrs que la télévision française, aussi bien du côté exploitation que du côté récepteurs commerciaux, n'aura rien à envier à l'étranger.

Des essais sur 1.000 lignes ont lieu dans des laboratoires français, une exploitation de 600 ou 800 lignes peut être envisagée pour l'époque où il sera possible de reconstruire un émetteur autre que celui qui travaille actuellement sur 455 lignes.

L'amateur peut-il construire un récepteur de télévision ? Nous avons composé ce manuel pour lui permettre de le faire, nous le prévenons cependant qu'il faut déjà qu'il ait une certaine pratique des choses de la radio, que « ça » marche quelquefois du premier coup, mais qu'il y a aussi souvent à chercher, ce qui n'est pas fait pour déplaire au véritable amateur qui sait que dans la recherche des défauts, dans la mise au point, réside la plus grande source de profit pour l'accroissement de son bagage technique.

L'industrie naissante de la télévision a besoin d'une armée de techniciens, de metteurs au point, de « Servicemen ». Si le livre aide à comprendre ce que l'on fait, il ne suffit pas pour former un homme capable de

rendre des services à son employeur; la pratique fait beaucoup plus dans cette voie. De nombreux défauts éliminés; des modifications apportées à des circuits selon l'initiative personnelle, sans ou avec amélioration du rendement peut-être; de longues séances passées en sacrifiant l'attrait du spectacle; du courage; quelques cours dans une école spécialisée, peuvent permettre à un amateur de radio de devenir un amateur de télévision averti et de venir grossir le nombre des professionnels de cette jeune industrie.

Nous ne fournissons, dans cet ouvrage, aucun renseignement sur les procédés de télévision par voie mécanique; nous conseillons au lecteur de se reporter à ce sujet à des manuels existants, il tirera de leur lecture un profit certain. Nous nous bornerons à donner ici les notions indispensables à l'aspirant constructeur pour comprendre ce qu'il fait.

1. GÉNÉRALITÉS. — La télévision est le moyen de transmettre à distance par voie électrique des images animées. Au milieu du siècle dernier, des chercheurs parvinrent à transmettre des images et des scènes animées en utilisant des câbles pour le transport de l'énergie. L'image était divisée en n éléments reliés par n fils à n éléments récepteurs. La qualité de la définition était assez médiocre. Mais, qu'est la définition? Elle est justement ce nombre n d'éléments, de points, dont, pour les besoins de la transmission, est constituée l'image. On conçoit que pratiquement il est difficile de faire n suffisamment grand pour obtenir une définition acceptable. La solution du « passage » de l'image en bloc a été abandonnée, tous les systèmes de télévision utilisés procèdent à l'analyse par éléments successifs de l'image.

Par fil, une seule ligne est ainsi suffisante, et par voie hertzienne une seule longueur d'onde.

2. PROCÉDÉS MÉCANIQUES ET PROCÉDÉS ÉLECTRONIQUES D'EXPLORATION. — Dans les systèmes électroniques comme dans les systèmes mécaniques d'exploration, l'image est analysée point par point et l'exploration est en général effectuée par lignes successives en commençant par le haut et la gauche de l'image.

La méthode qu'emploie un lecteur pour parcourir une page d'un livre donne une idée exacte du procédé d'analyse utilisé en télévision. La vitesse de lecture est très grande, elle atteint 2.000 kilomètres à la seconde.

Dans les systèmes électroniques, les mouvements nécessaires pour l'exploration et la reconstitution des images (analyse et synthèse) sont effectués exclusivement par des déplacements de faisceaux d'électrons.

Dans les systèmes mécaniques, on utilise des disques perforés en spirale, avec ou sans lentilles (disque de Nipkow), ou des jeux de miroirs inclinés montés sur un tambour tournant (roue de Weiller).

Ces systèmes ont vu leur emploi abandonné dès l'apparition commerciale des tubes à rayons cathodiques; ils possèdent une inertie inévitable qui rend impraticable l'emploi d'une fréquence élevée liée à une définition acceptable. Pour un grand nombre de trous (disque de Nipkow) et pour une grande image, les dimensions deviennent énormes. Un autre inconvénient réside dans le fait qu'une très petite quantité de lumière seulement parvient à la cellule photo-électrique qui traduit en variations de courant

les variations de lumière ou variations d'éclairage du sujet, ceci requiert un éclairage extrêmement intense de ce sujet.

Jusqu'ici, tous les systèmes électroniques d'exploration sont fondés, sous une forme quelconque, sur les propriétés du tube à rayons cathodiques.

3. NOTIONS FONDAMENTALES. — Le mouvement des deux points lumineux (à l'analyse comme à la synthèse) doit être *synchrone*, c'est-à-dire posséder la même vitesse, et *isochrone*, c'est-à-dire occuper une place identique de la surface de l'image.

Des signaux dits de *synchronisation*, émis par l'émetteur en plus des signaux dits d'image ou de modulation qui donnent les blancs et noirs, assurent le synchronisme.

Le fait que l'analyseur de l'émetteur et le faisceau électronique du récepteur fonctionnent en synchronisme, n'implique pas que les images soient reçues convenablement. Il est possible que l'analyseur de l'émetteur attaque la première ligne au moment où le faisceau du tube récepteur occupe une position telle que, pour la réception, la première ligne se trouve à mi-hauteur de l'image.

Si par exemple il s'agit de la transmission d'une tête on verra deux moitiés d'image séparées par un trait (signal de synchronisation). Dans la partie haute de l'écran on verra le nez, la bouche, le menton; dans la partie basse, les yeux, le front, les cheveux. Ceci est un défaut d'isochronisme.

La phase doit aussi être respectée, c'est-à-dire qu'une modulation déterminée qui, du côté de l'émetteur, correspond à une tache claire dans le sujet doit produire une tache claire sur l'écran du récepteur et non au contraire une tache noire.

Si la phase est inversée, on aura une image négative rappelant l'aspect d'un négatif en photographie. Le circuit détecteur et le nombre d'étages suivant cet organe doivent être tels que cette notion de phase soit respectée.

Si à la synthèse, le sens du mouvement de l'exploration est l'inverse du sens du mouvement de l'analyse, l'image apparaît renversée dans le sens vertical (pieds en haut, tête en bas) ou dans le sens horizontal (main droite à gauche) ou les deux à la fois.

Le mouvement d'exploration est appelé balayage.

4. L'EXPLORATION DE L'IMAGE. — Ce n'est que fictivement que l'image est décomposée en un certain nombre d'éléments, de points explorés successivement. En réalité la surface de l'image est balayée progressivement dans le sens horizontal, d'une façon semi-continue et par à-coups dans le sens vertical, par une surface élémentaire mobile.

Nous avons déjà comparé le balayage de l'image à la marche du regard d'un lecteur parcourant une page écrite, les yeux suivent la ligne de gauche à droite, puis très rapidement quittent cette ligne pour se porter au début de la ligne suivante.

Ce n'est que pour faciliter le raisonnement que l'on s'imagine que des surfaces élémentaires de dimensions égales à celles du faisceau sont successivement transmises.

On sait que la persistance des impressions visuelles est plus grande que 0,1 seconde, il faut donc transmettre au moins 10 images par seconde, à 16 images l'œil fatigue encore, on a choisi 25 images-seconde, on a ainsi

un élément de base pour le synchronisme : la moitié de la fréquence du réseau et l'on évite les phénomènes d'ondulation mobile de la trame par mauvais filtrage.

Partant de *a* (fig. 1-1) le faisceau explorateur balaye l'image en suivant le chemin *a, b, c... m, n, o*. A la fin de la dernière ligne, le point lumineux ou spot revient en *a*. Ce retour doit être très rapide (de l'ordre du milliardième de seconde) pour être peu visible. Dans certains dispositifs

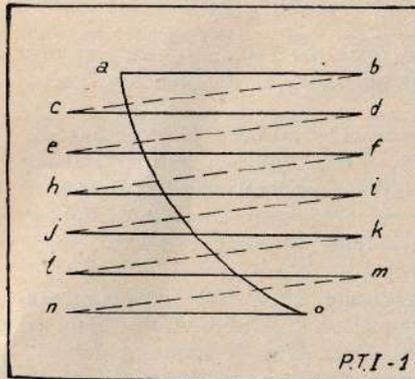
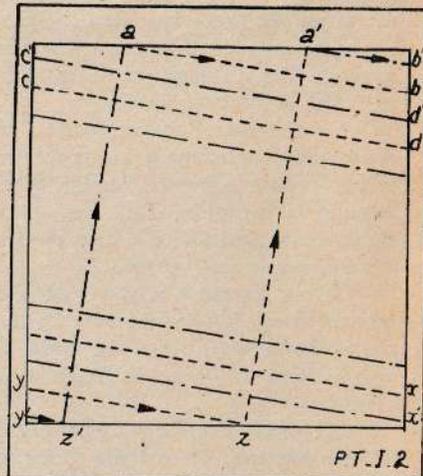


Fig. 1-1

Fig. 1-2



émetteurs, il est prévu un signal supplémentaire (signal d'effacement) qui, pendant le retour, supprime le faisceau cathodique de sorte que l'écran n'est pas impressionné durant cette période.

Lors du réglage d'un récepteur, l'emplacement de la courbe de retour donne la position de la trame d'image.

Le système d'exploration est évidemment le même à l'émission et à la réception où le spot est promené sur l'écran par les bases de temps selon le chemin indiqué ci-dessus, dans le sens horizontal, par le système de déviation prévu à cet effet, en même temps qu'il est tiré vers le bas par le système de déviation verticale.

5. BALAYAGE ENTRELACÉ (fig. 1-2). — Ici, le faisceau commence son exploration en *a* (pas forcément au début d'une ligne) il suit le chemin indiqué en pointillé jusqu'en *x, y, z*. Une exploration de la moitié de la surface de l'image *a*, à ce moment, été opérée. De là, le spot repart à travers l'image comme dans le cas du balayage ordinaire, pour atteindre *a'*.

Si l'exploration est faite en M lignes le faisceau a parcouru $\frac{M}{2}$ lignes.

M est toujours impair. Le point *a'* est distant de *a* d'une longueur égale à une demi-longueur de ligne.

De *a'*, le mouvement reprend vers le bas suivant le chemin en traits et points *a'b'c'd'* jusqu'en *x'y'z'*.

Comme *a'* est à une demi-longueur de ligne de *a*, en retard dans le temps d'une durée égale au temps mis par le spot à parcourir ce chemin, la seconde ligne s'inscrit entre les premières lignes de la première explo-

ration. De *z'*, le faisceau remonte en *a*, et le cycle recommence. M lignes ont été parcourues. Les deux systèmes de $\frac{M}{2}$ lignes se complètent en se pénétrant.

REMARQUE. — Les figures qui représentent schématiquement les lignes nous montrent celles-ci inclinées sur l'horizontale. Si les lignes qui recouvrent la surface de l'écran sont inclinées, elles le sont beaucoup moins dans la réalité parce que plus resserrées que sur ces dessins. Pour les émissions françaises, au standard normal, les lignes sont au nombre de 455. C'est sur cette trame fine qu'apparaîtront les blancs et les noirs qui constitueront l'image. Pour que l'image soit réellement interlignée il faut que les mouvements de ligne et d'image reviennent régulièrement et soient dans le rapport de fréquence exact, et qu'il y ait pour deux images un nombre impair de lignes.

6. INTERLIGNAGE PAR LE PROCÉDÉ BARTHÉLEMY. — Ici, seul le signal ligne entre en jeu pour le verrouillage des lignes paires par rapport aux lignes impaires. La figure 1-2 bis nous montre le principe du mécanisme d'un balayage à 400 lignes.

Pendant $\frac{1}{25}$ de seconde il faut explorer les lignes 1, 3, 5... 399 et pendant le $\frac{1}{25}$ de seconde suivant, les lignes 2, 4, 6... 400.

A la fin de la ligne 399, la triode à gaz est déclenchée et l'exploration reprend de haut en bas. Les lignes de la nouvelle exploration vont se superposer aux premières, ce qui doit être évité.

Supposons que le top qui doit marquer la fin de la ligne 399 ne soit produit que lorsque cette ligne a atteint 1,5 fois la longueur des autres lignes et que ce soit seulement à ce moment-là que le signal image arrive, comme il se produit avec un retard correspondant à la durée d'une demi-ligne, le commencement de la première ligne de la seconde exploration se fera exactement entre les lignes 1 et 3.

Et au lieu de la superposition qui se produisait précédemment, nous aurons l'interlignage recherché.

Le retour au début de la ligne 1, après la double exploration, sera obtenu en déclanchant le top image à la moitié de la 400^e ligne donc en avance sur le temps normal.

En pratique, les coupures ne se font pas sur une seule ligne, on procède par tronçage progressif sur plusieurs lignes, le fonctionnement de l'oscillateur est ainsi plus sûr.

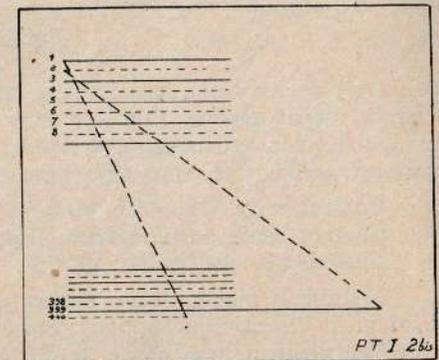


Fig. 1-2 bis

LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES

Soit une ampoule de verre dont la forme est montrée (fig. 1-3). Une partie cylindrique raccordée à une partie tronconique. Un filament F et une électrode en forme de disque percé A sont placés dans la partie arrière du tube. Un vide très poussé est fait dans le tube. L'électrode A , l'anode, est reliée à un potentiel positif élevé par rapport au filament.

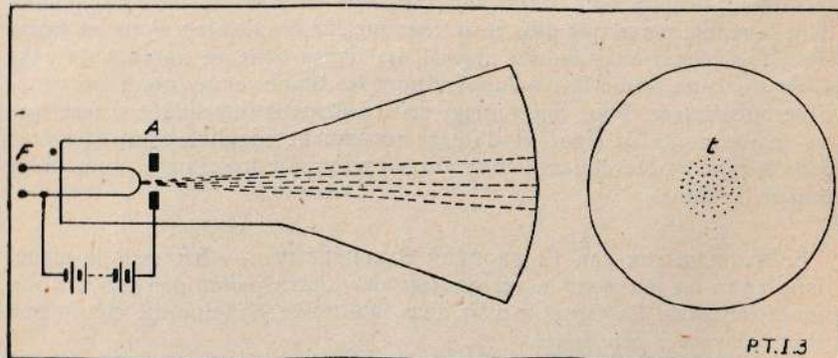


Fig. 1-3

La base du tronc de cône que nous appellerons écran du tube est enduite intérieurement d'une matière qui devient fluorescente dès qu'elle est touchée par un faisceau d'électrons. L'enduit est choisi parmi les corps suivants, selon la teinte désirée pour la tache lumineuse :

- Couleur verte : sulfure ou oxyde de zinc.
- Couleur bleue : tungstate de calcium ou de cadmium.
- Couleur blanche : sulfate de zinc.

Mettons le filament sous tension, une tache lumineuse t due au bombardement électronique apparaît sur l'écran. L'anode arrache des électrons au filament, une partie de ces électrons emportés par leur vitesse viennent frapper l'écran sur une surface plus ou moins grande, selon les dimensions de A et son écartement de F .

Si autour de la partie cylindrique (fig. 1-4) nous plaçons une bobine

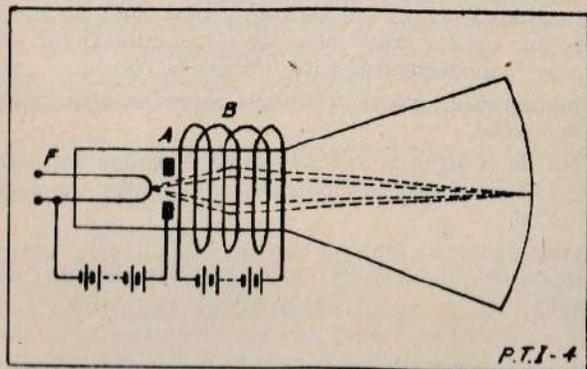


Fig. 1-4

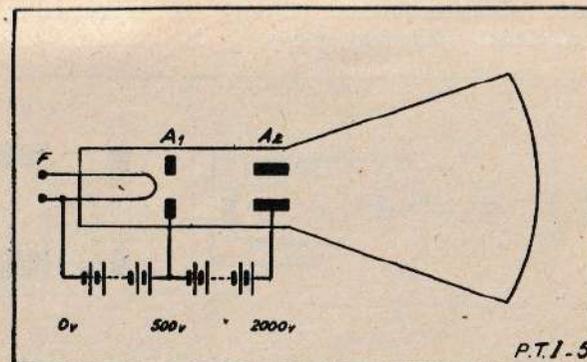


Fig. 1-5

connectée aux bornes d'une source de tension continue, nous trouvons un emplacement déterminé de cette bobine qui permet de réduire la surface de la tache lumineuse à un point de quelques dixièmes de millimètres de diamètre. Ce point est appelé le *spot*. La bobine B est la bobine de concentration.

Le même résultat est obtenu en réalisant un concentrateur électrostatique (fig. 1-5) composé de deux anodes A_1, A_2 ; ce système peut être comparé à un concentrateur optique à lentilles. La finesse du spot est obtenue en ajustant la tension de A_1 .

Les tubes modernes sont à chauffage indirect, un filament chauffe une cathode émissive qui libère des électrons. L'éclat lumineux du spot peut être réglé grâce à l'adjonction d'une électrode supplémentaire qui agit à la façon d'une grille dans une lampe de T. S. F. ordinaire. Cette électrode, appelée cylindre de Wehnelt, dose la quantité d'électrons attirés vers l'anode. Plus son potentiel est négatif par rapport à la cathode, moins il passe d'électrons et est plus faible l'éclat lumineux produit par le spot sur l'écran.

La cathode est constituée par un cylindre métallique qui renferme le filament. Un des fonds du cylindre est recouvert de matière émissive, la partie active de la cathode est concentrée sur un petit disque. Le wehnelt entoure la cathode, c'est encore un cylindre percé d'un trou sur une face, en regard de la cathode

Plus loin, en allant de la cathode vers l'écran, on rencontre les anodes A_2, A_1 , qui constituent le concentrateur électronique représenté (fig 1-6) avec son analogue optique.

Tel quel, le tube à rayons cathodiques ne rendrait pas beaucoup de services, il faut que le spot puisse être « promené » sur l'écran. Il est nécessaire, à cet effet, d'introduire dans le tube un système de déviation. Deux dispositifs sont utilisés : la déviation électrostatique et la déviation électromagnétique.

7. DÉVIATION ÉLECTROSTATIQUE. — Le faisceau électronique concentré vient frapper l'écran au point a où il produit un point lumineux. Si l'on dispose dans le tube deux plaques de métal comme l'indique la figure 1-7 qu'on relie une de ces plaques p_2 au potentiel de A_2 et l'autre p_1 à un potentiel plus élevé que A_2 , le faisceau sera dévié et le spot apparaîtra

en b . Faisons maintenant l'inverse, relierions p_1 à A_2 et la source auxiliaire à p_2 , alors le spot vient en c .

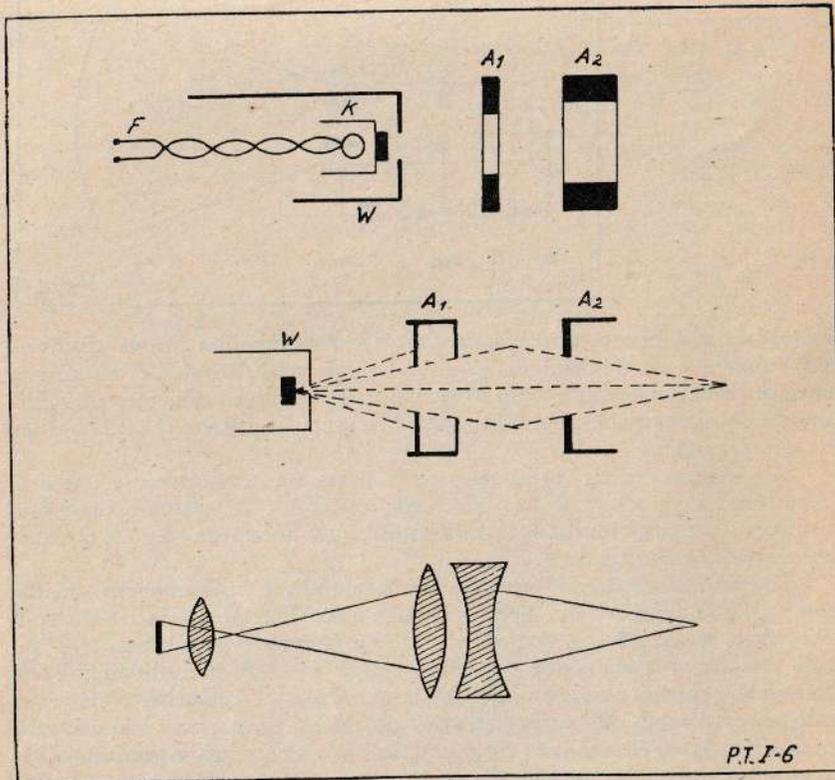


Fig. I-6

Si l'on applique entre p_1 et p_2 une tension alternative, le spot se déplacera de b en c , de c en b ; si la fréquence est assez élevée (supérieure à 10 périodes, pour que l'œil soit trompé à cause de l'inertie de la rétine) on verra une ligne droite de longueur bc sur l'écran.

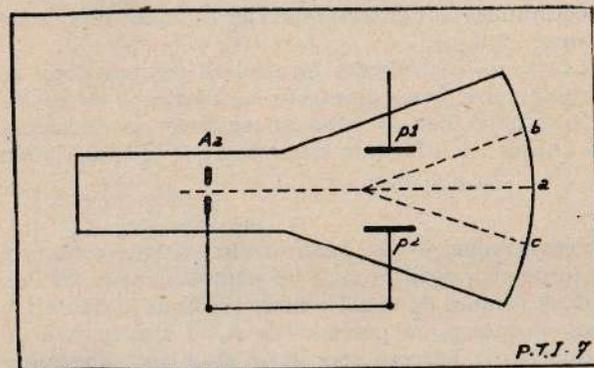


Fig. I-7

On peut disposer une seconde paire de plaques selon un axe perpendiculaire au premier.

La figure 1-8 permet d'expliquer le mécanisme du déplacement du spot. Les plaques p_2 et p'_2 sont reliées au centre de chaque batterie et à A_2 . Les plaques p_1 et p'_1 sont connectées au curseur de deux potentiomètres branchés en parallèle sur les batteries.

Supposons les curseurs placés au centre des potentiomètres. Les quatre plaques sont au même potentiel, le spot est en a , au centre de l'écran.

Déplaçons le curseur o vers l'extrémité positive de la batterie, la plaque p_1 devient positive par rapport à p_2 , le spot part de a en direction de b qu'il atteint progressivement au fur et à mesure que le curseur avance.

Ramenons le curseur en o , dès que nous dépassons ce point, le spot se déplace vers c car la plaque p_1 devient négative par rapport à p_2 . Si le curseur est manœuvré assez vite, l'œil ne suivra pas le spot sur son chemin, il verra un trait lumineux de longueur bc .

La même suite de positions peut être observée par la manœuvre du curseur o' , mais dans le sens horizontal selon un chemin $b'c'$. Le choix d'un emplacement donné de o et o' permet d'amener le spot en d par exemple.

En appliquant entre $p_1 p_2$ une tension alternative, on obtient un trait vertical, la même tension appliquée entre $p'_1 p'_2$ donnera un tracé lumineux horizontal.

L'application de deux tensions alternatives sur les paires de plaques permet, en jouant sur leurs fréquences respectives et sur leur calage de phase, d'obtenir une infinité de tracés appelés figures de Lissajous (voir les ouvrages sur l'oscillographe).

L'action de « promener » le spot sur la surface de l'écran s'appelle balayer l'écran.

8. DÉVIATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE. — Ici, les plaques de déviation sont remplacées par des bobines qui créent un champ magnétique, lequel agit sur le faisceau électronique et déplace le point sur l'écran.

Le déplacement est fonction du champ, donc du courant qui circule dans les bobines. Celles-ci sont placées à la naissance de la partie conique du tube, sur la fin de la partie cylindrique. Comme nous le verrons plus en détail dans un autre chapitre, les bobines sont fractionnées en deux portions comme l'indique la figure 1-9 de façon que l'action soit répartie des deux côtés.

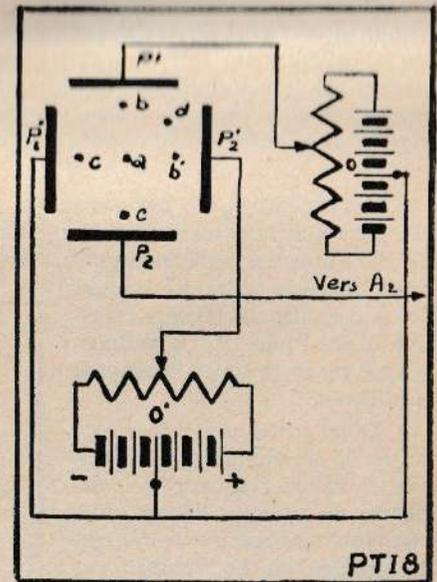


Fig. I-8

Dans cette catégorie de tubes, la concentration est obtenue en général également par voie électromagnétique, une bobine B (fig. 1-10) est placée sur le col du tube à l'arrière des bobines de concentration, elle est parcourue par un courant de valeur réglable pour le dosage du champ ; le déplacement de la bobine dans un plan perpendiculaire à l'axe du tube permet de centrer le spot.

9. CARACTÉRISTIQUES DES TUBES. — Les fabricants donnent d'abord le diamètre puis la couleur de la fluorescence, ensuite la tension et le courant de chauffage, les tensions appliquées sur les différentes anodes, les courants circulant dans les circuits de ces anodes, la tension négative à appliquer sur le wehnelt pour supprimer toute luminosité sur l'écran.

D'un autre côté il faut connaître la sensibilité du tube, c'est-à-dire la grandeur de la déviation du spot sur l'écran obtenue en faisant agir sur le système de plaques ou de bobines une tension déterminée.

Avec un système de déviation électrostatique, les déviations sont d'autant plus grandes que la différence de potentiel entre plaques est plus élevée ; dans le cas du système de déviation magnétique, les amplitudes sont proportionnelles au courant qui circule dans les bobines.

Pour un tube à déviation électrostatique, l'amplitude du déplacement est donnée par :

$$d = \frac{1}{4} \cdot \frac{VAB}{a} \cdot \frac{l^2 \cdot 2 l L}{V}$$

avec VAB = tension entre plaques de déviation ; V tension entre cathode et anode extrême ; l = longueur d'une plaque dans le sens du faisceau ; L = distance entre le centre des plaques et l'écran ; a = écartement des plaques.

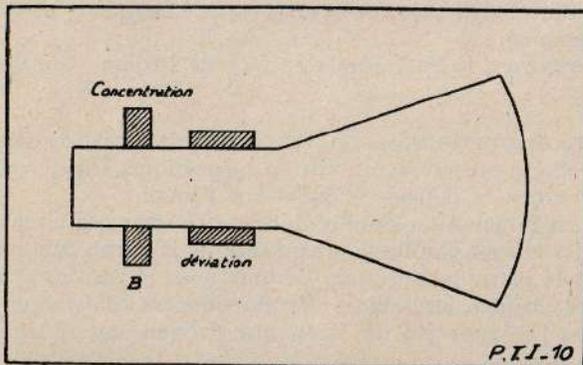


Fig. 1-10

On voit que, pour un tube donné, l'amplitude est d'autant plus grande que VAB est plus grand et V plus petite. Mais de ce côté on est rapidement limité par suite de la diminution de luminosité.

Connaissant la sensibilité du tube indiquée par le fabricant, soit s et l'amplitude désirée d ; la tension VAB est donnée par la relation :

$$VAB = \frac{d \text{ mm}}{s \text{ mm par volt}}$$

EXEMPLE. — Tube DG 16 sous 2.000 volts, la sensibilité pour les plaques les plus sensibles (celles qui sont les plus éloignées de l'écran) est de 0,27. L'amplitude à atteindre est 100 mm.

Si l'on applique une tension continue il faut : $\frac{100}{0,27} = 370$ volts. Si c'est une tension alternative qui est appliquée entre les plaques, sa valeur efficace est donné par :

$$\frac{100}{0,27} \times \frac{1}{2\sqrt{2}} = 132 \text{ volts eff.}$$

Noter que le spot est déplacé à partir de sa position de repos, d'abord dans un sens, d'une distance proportionnelle à E_{max} , puis dans l'autre sens, à cause du changement de polarité de la tension, d'une même distance, d'où le terme $\frac{1}{2\sqrt{2}}$.

Pour les tubes à déviation électromagnétique, le calcul sera développé ultérieurement.

10. DÉVIATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE OU DÉVIATION ÉLECTROSTATIQUE ? La déviation électrostatique demande des capacités de couplage à fort isolement et de valeur élevée (0,5 μ F pour l'image) pour le couplage à la base de temps. Avec des tubes de diamètre supérieur à 16 centimètres, il faut une tension d'alimentation des bases de temps dont la valeur peut atteindre 1.000 volts avec un débit de 20 mA.

La déviation magnétique nécessite l'emploi de transformateurs de liaison délicats à établir, mais la tension d'alimentation peut être de l'ordre de 350 volts seulement, mais avec un débit élevé.

L'établissement d'une base de temps pour déviation électrostatique sera plus facile à réaliser et assez économique.

Le tube à déviation électromagnétique revient moins cher à fabriquer (pas de plaques) mais il faut adjoindre des bobines de déviation et de concentration. On ne risque pas de déformation du cadre balayé comme avec un tube à déviation électrostatique dont les plaques seraient mal posées à la construction. Il peut, à la fabrication, y avoir moins de déchet, élément important pour l'abaissement du prix de revient.

Les caractéristiques de saturation de l'écran fluorescent ne sont pas les mêmes, l'accroissement de brillance et la finesse du spot varient plus rapidement en fonction de la tension d'anode dans le tube électromagnétique que dans le tube électrostatique, et de plus, linéairement pour le premier.

La dimension du spot et la brillance dépendent de la densité d'élec-

trons du faisceau, il est préférable d'utiliser le système de concentration qui permet d'obtenir un spot de dimensions données avec le plus fort courant de faisceau. Le procédé de concentration magnétique répond à cette condition, on obtient plus de brillance à tension égale.

Les plaques de déviation du tube électrostatique tendent à affecter la concentration aux forts angles de déviation (concentration bonne au centre, mauvaise aux bords).

Par suite de la non-homogénéité du champ de déviation dans les tubes électrostatiques, il faut, pour ne pas avoir une trop grande déformation de contour, que l'angle de déviation du faisceau soit relativement petit (inférieur ou égal à 10°). Par suite de la plus grande homogénéité de champ obtenue dans les tubes électromagnétiques, on peut travailler avec des angles de 30° à 40° . D'où moindre encombrement du tube à déviation magnétique.

En conclusion pratique de cet exposé, nous pouvons dire qu'industriellement le tube à déviation magnétique est seul utilisé, mais pour des essais d'amateurs, pour des débutants, le tube à déviation électrostatique permet de réaliser une installation moins onéreuse.

Nous passerons en revue dans un chapitre prochain la réalisation d'une installation à déviation électrostatique.

Après une période de tâtonnements, l'amateur pourra utiliser son petit tube et son alimentation pour réaliser un oscillographe de mesure et conserver le récepteur pour construire un téléviseur avec un tube à déviation électromagnétique.

CHAPITRE II

L'ALIMENTATION DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES

Un dispositif d'alimentation pour tube à rayons cathodiques diffère d'un dispositif utilisé couramment en radio par les points suivants : tension élevée, courant très faible, utilisation d'une seule alternance, filtrage facile et enfin, nécessité du fractionnement de la tension totale (cas du tube électrostatique) pour l'alimentation des différentes électrodes.

I. PRINCIPE DU CALCUL DE LA TENSION DU SECONDAIRE HAUTE TENSION DU TRANSFORMATEUR :

1° Prévoir par le calcul ou se fixer par des données connues d'autres modèles d'un genre similaire la résistance primaire R_p et la résistance du secondaire (ou demi-secondaire s'il s'agit de redressement monoplaque). On connaît approximativement le rapport élévateur soit n . Il nous faut avec ces données calculer la résistance équivalente du transformateur R_t . Elle est donnée par la relation :

$$R_t = R_s + n^2 R_p$$

2° Se reportant aux courbes fournies par le fabricant, on détermine la résistance interne R_v de la valve pour le débit qui lui sera demandé ;

3° La somme $R_t + R_v$ nous donne la valeur de la résistance interne de l'ensemble redresseur :

$$R_i = R_t + R_v$$

4° Nous calculons à présent la charge en courant continu sur laquelle fonctionnera le redresseur, elle est égale au quotient de la tension par le courant débité, soit R_a cette charge ;

5° Nous introduisons les différentes valeurs trouvées dans la relation $\frac{R_i}{n R_a}$ et nous effectuons le calcul de ce rapport en faisant $n = 1$ ou $n = 2$ suivant qu'il s'agit d'un redresseur monoplaque ou biplaque ;

6° Portant le résultat trouvé sur la courbe donnée (fig. 11-1) nous lisons en ordonnée le rapport $\frac{E_o}{E_{eff}}$ de la tension continue E_o aux bornes de l'entrée du filtre à la tension E_{eff} à appliquer à la valve.

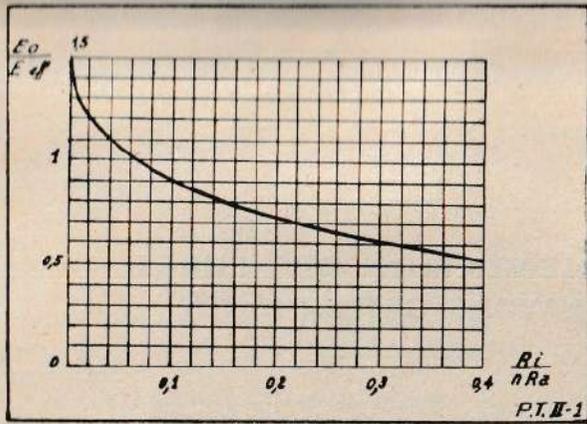


Fig. II-1

2. PRINCIPE DE CALCUL DU FILTRE.

1° Il faut calculer la tension d'ondulation. — Reprenons la valeur trouvée pour $\frac{Ri}{n Ra}$ et portons la sur la courbe donnée (fig. II-2) nous lisons en ordonnée une valeur du coefficient M qui est fonction du temps pendant lequel la valve fonctionne, temps dépendant lui-même de Ri , de Ra , de Eo et de f . Une courbe a été tracée de M_1 pour le cas d'un redressement monophasé et de M_2 pour celui d'un redressement biphasé, en fonction de $\frac{Ri}{n Ra}$. Cette courbe va nous permettre de calculer la tension d'ondulation Ed par la relation :

$$Ed = \frac{I (M_1 \text{ ou } M_2)}{2 Cf}$$

dans laquelle I est le courant débité par le redresseur, C la capacité de tête du filtre, f la fréquence de la tension d'alimentation dans le cas d'un redressement monophasé et deux fois cette fréquence dans le cas d'un redressement biphasé.

2° Calcul de la cellule de filtrage à résistance. — En général, on se fixe Ed , on tire C de la relation ci-dessus, soit :

$$C = \frac{I (M_1 \text{ ou } M_2)}{2 f Ed}$$

La valeur trouvée s'entendrait pour Ed sans cellule de filtrage. Ce serait énorme. Il est préférable de prévoir deux capacités plus réduites et une résistance pour compléter le filtre.

Choisissons par exemple une capacité p fois plus faible que la valeur trouvée, la tension d'on-

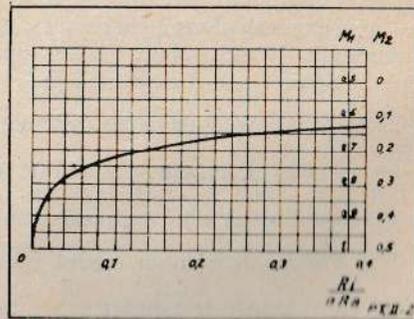


Fig. II-2

dulation sera p fois plus grande. L'efficacité du filtre devra être telle que Ed se trouve à la sortie réduite de p fois.

Soit Rf la valeur de la résistance de filtrage et Cs la capacité de sortie de la cellule. Le rapport entre la tension d'ondulation à la sortie et à l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{I}{\omega Cs} \sqrt{R_f^2 + \left(\frac{I}{\omega Cs}\right)^2}$$

On se fixe en général C et R que l'on prend égal à C . Rf étant connue il faudra tenir compte de la chute de tension $R \times I$ de laquelle on majorera la tension utile.

3° Calcul de la cellule de filtrage dans le cas de l'emploi d'une bobine à fer. — Ce système de filtre est peu utilisé pour l'alimentation haute tension d'un tube à rayons cathodiques, le courant est si faible qu'une résistance suffit. Néanmoins il est bon de connaître le calcul de la cellule à inductance.

Nous connaissons la tension de ronflement Ed à l'entrée de la cellule, nous nous fixons sa valeur à la sortie soit Es . Fixons-nous également Cs . Nous tirons la valeur de L de la relation ci-dessous (en réalité exacte seulement pour une tension sinusoïdale) :

$$\frac{Es}{Ed} = \frac{I}{\omega^2 L C - I}$$

soit en faisant : $\frac{Es}{Ed} = m \quad L = \frac{I + m}{m \omega^2 C}$

Il existe une formule pratique qui permet de calculer Ed :

$$Ed = \frac{0,28 I (M_1 \text{ ou } M_2)}{Cf}$$

Elle est valable pour des valeurs courantes de M_1, M_2 soit $M_1 = 0,75$ et $M_2 = 0,25$ et donne la tension d'ondulation par milliampère de débit et par microfarad de capacité d'entrée.

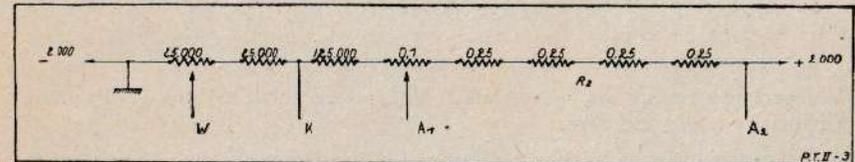


Fig. II-3

Le calcul donne pour un redresseur monophasé :

$$Ed = \frac{0,28 \times 10^{-3} \times 0,75}{10^{-6} \times 50} = 4 \text{ volts par mA et } \mu F$$

et pour un redresseur biphasé :

$$Ed = \frac{0,28 \times 10^{-3} \times 0,25}{10^{-6} \times 50} = 1,25$$

Par exemple, un redresseur monophasé devant fournir un courant de 100 mA et ayant une capacité en tête de 50 μ F donnera une tension de ronflement :

$$E_d = 4 \times \frac{100}{50} = 8 \text{ volts.}$$

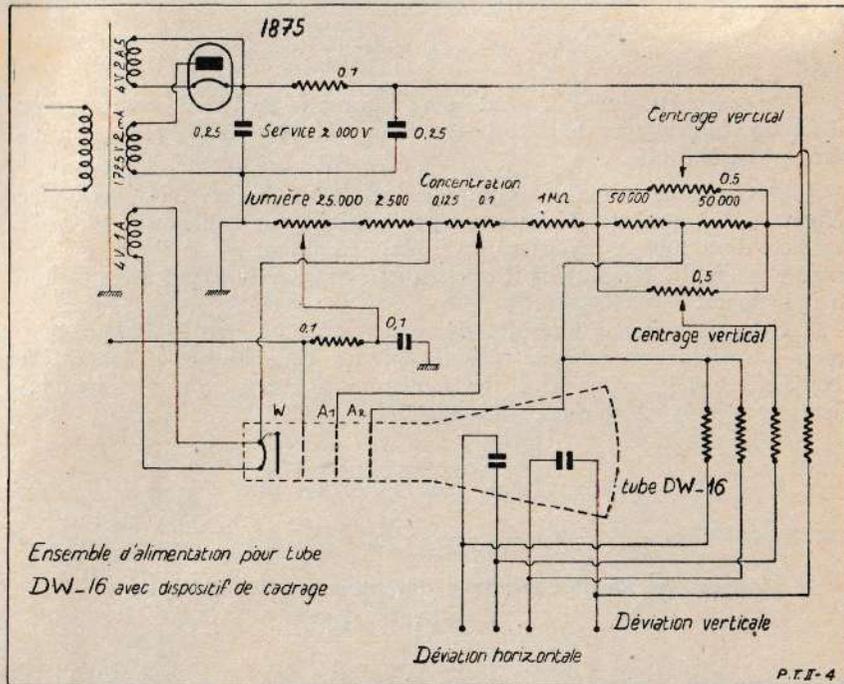


Fig. II-4

3. CALCUL DU DISPOSITIF D'ALIMENTATION POUR UN TUBE PHILIPS DW-16 (FIG. II-3 ET II-4).

Les caractéristiques données par le fabricant sont :

$V_{a2} = 2.000$ volts, $I_{a2} = 160 \mu$ A, $V_{al} = 400$ volts, $V_g = -35$ volts, Chauffage 4 v. 1 ampère.

Nous choisirons le tube redresseur de la même marque : un tube 1875 qui peut admettre une tension alternative de 7.000 volts et fournir un débit de 5 mA. Tension de chauffage 4 volts et intensité de 2,3 ampères.

Nous nous trouvons devant plusieurs inconnues, il faut nous fixer une valeur hypothétique de la tension alternative, quitte à reprendre les calculs au cas où à leur fin la valeur trouvée serait par trop différente de celle désirée. Il en sera de même pour les valeurs des résistances primaire et secondaire du transformateur, on peut se baser sur des modèles existants pour dégrossir le calcul.

Le courant demandé par le tube est très faible, de l'ordre de 100 μ A

Il nous faut tout d'abord établir un diviseur de tension pour l'alimentation de A_1 .

Le rapport entre les tensions A_1 et A_2 est $\frac{400}{2.000} = 0,2$. Comme le débit demandé à la prise est nul, nous pouvons écrire que les résistances sont proportionnelles aux tensions :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,2.$$

Fixons-nous un débit de 1,5 mA, nous devons avoir :

$$R_1 + R_2 = \frac{2.000}{1,5 \times 10^{-3}} = 1.333.000 \text{ ohms.}$$

Calculons d'abord R_1 : $R_1 = 0,2 (R_1 + R_2) = 266.000$ et $R_2 = 1.077.000$. Comme nous avons dans le pont un élément ajustable, le potentiomètre de commande de A_1 , nous choisirons des valeurs courantes de résistances soit $R_1 = 250.000 \Omega$ et $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$.

Le débit réel du pont ainsi constitué sera :

$$\frac{2.000}{1,25 \times 10^6} \times 10^3 = 1,6 \text{ mA}$$

R_2 sera constituée par 4 résistances de 250.000 ohms du type 1 watt. La portion R_1 est fractionnée en plusieurs parties, il nous faut d'abord $V_g = -35$, soit une résistance de $\frac{35}{1,6 \times 10^3} = 21.800$ ohms, nous prendrons un potentiomètre de 25.000 ohms. La tension de polarisation ne devant jamais être inférieure à 4 volts, nous ajouterons en série avec le potentiomètre une résistance de $\frac{4}{0,0016} = 2.500$ ohms.

Prenons pour l'ajustage de la tension de A_1 un potentiomètre de 100.000 ohms qui nous donne une marge de réglage de 160 volts. L'ensemble R_1 atteint jusqu'à présent la valeur de 127.500 ohms, il faut encore ajouter en série une résistance de 122.500 ohms (environ) pour arriver aux 250.000 ohms demandés. Nous prendrons pratiquement 100.000 ohms type 1 watt et 25.000 ohms 1/2 ou 1 watt.

Il faut à présent déterminer la résistance interne de la valve. Le fabricant donne la caractéristique I_a/V_a . Pour l'intensité de fonctionnement on fait le rapport $\frac{V_a}{I_a}$ qu'on multiplie par 0,75 (s'il s'agissait d'un tube biplaque, il faudrait faire le rapport au point $\frac{I_a}{2}$). Pour le tube 1875 nous trouvons $R_v = 6.000$ ohms

Adoptons 5.000 ohms pour la résistance du secondaire du transformateur, 10 ohms pour celle du primaire; le rapport de transformation n sera environ $\frac{1.600}{110} = 14,5$.

La résistance totale du transformateur est :

$$R_t = 5.000 + (14,5^2 \times 10) = 7.000 \text{ ohms.}$$

La résistance de l'ensemble redresseur est :

$$R_i = 7.000 + 6.000 = 13.000 \text{ ohms.}$$

La charge en courant continu qui sera placée en parallèle sur le redresseur est fournie par la chaîne de résistances soit : 1.250.000 ohms avec en parallèle la résistance interne du tube que l'on peut négliger sans grande erreur.

Le rapport $\frac{R_i}{n R_a}$ devient : $\frac{13.000}{1,25 \times 10^6} = 0,01.$

Nous reportant maintenant à la courbe de la figure 11-1, nous voyons que cette valeur donne pour le rapport $\frac{E_0}{E_{\text{eff}}}$: 1,28.

Adoptons pour le filtrage une résistance de 100.000 ohms dont nous vérifierons l'efficacité par la suite. Le courant demandé est 1,75 mA (pont et tube), la chute de tension dans le filtre sera donc de 175 volts ; comme il faut après filtrage 2.000 volts et une quarantaine de volts pour la polarisation, nous devons avoir à l'entrée du filtre une tension continue de :

$$2.000 + 40 + 175 = 2.215 \text{ volts.}$$

Le secondaire du transformateur doit fournir une tension :

$$E_{\text{eff}} = \frac{2215}{1,28} = 1.725 \text{ volts.}$$

Il faut en plus un enroulement de chauffage 4 volts \times 2,3 ampères pour la valve, isolé à 2.200 volts par rapport à la masse et aux autres enroulements, un enroulement 4 volts \times 1 ampère pour le tube DW-16 et enfin un enroulement pour le chauffage des lampes du récepteur. Ce dernier circuit est en général prévu sur un transformateur spécial qui porte l'enroulement haute tension du récepteur et des bases de temps.

La courbe de la figure 11-2 nous permet connaissant $\frac{R_i}{n R_a}$ de déterminer le coefficient M_1 que nous trouvons égal à 0,87.

Pour une alimentation de tube à rayons cathodiques on peut admettre 0,5 % de tension de gonflement, ce qui fait ici 10 volts.

Calculons la capacité qui serait à placer sur le redresseur pour obtenir seulement ces 10 volts :

$$C = \frac{1,7 \times 10^{-3} \times 0,87}{2 \times 50 \times 10} = 1,48 \text{ microfarad.}$$

Mais il est plus avantageux de constituer un filtre complet. Prenons pour capacité d'entrée 0,25 μ F ; si cette capacité était employée seule, la tension d'ondulation serait $\frac{1,48}{0,25} = 6$ fois plus élevée soit 60 volts.

Fixons-nous $R_f = 100.000$ et la capacité de sortie égale à 0,25 μ F aussi. Portons ces valeurs dans la relation :

$$\frac{1}{\omega C_s} \sqrt{R_f^2 + \left(\frac{1}{\omega C_s}\right)^2}$$

$$\text{il vient } \frac{1}{\sqrt{100.000^2 + \left(\frac{1}{6,28 \times 50 \times 0,25 \times 10^{-6}}\right)^2}}$$

ce qui donne un rapport d'environ $\frac{1}{8}$.

L'onde fondamentale sera filtrée dans ce rapport, et comme le filtre est encore plus efficace pour les harmoniques, la tension de crête sera affaiblie de plus de huit fois (1).

LA MISE EN SERVICE DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES

4. QUELQUES PRÉCAUTIONS UTILES. - Avant de relier l'appareil au secteur, placer le curseur du potentiomètre « lumière » du côté moins. Relier par un fil les 4 plaques entre elles et l'ensemble à A_2 . Ou, s'il s'agit d'un tube électromagnétique, ne pas alimenter les bases de temps. Quand la connexion au réseau est faite et que le tube est chaud, tourner doucement le potentiomètre « lumière » jusqu'à ce qu'une tache lumineuse apparaisse sur l'écran.

A l'aide du potentiomètre « Concentration » puis en retouchant celui de « Lumière » on amènera cette tache à un point aussi fin que possible.

Attention, ne jamais laisser le point lumineux (le spot) immobile sur l'écran, il se produirait au point d'impact une tache sur la couche sensible qui créerait sur celle-ci une zone morte.

Le spot, quand le faisceau n'est soumis à aucun champ de déviation, prend place à peu près au centre de l'écran.

Si faisant tourner le tube on constate que le spot se déplace c'est qu'un champ extérieur agit sur le faisceau. Si au contraire le spot est excentré et reste immobile quand on fait tourner le tube c'est que le tube a un défaut de construction côté centrage des plaques. Le rôle des potentiomètres de centrage est de corriger ce défaut, s'il est peu important.

Quelques anomalies peuvent être rencontrées :

1° Le potentiomètre « Lumière » n'agit pas ; vérifié, il est bon ; une mesure de tension montre qu'il n'y a aucune différence de potentiel entre le wehnelt et la cathode, on peut conclure à un court-circuit entre ces deux électrodes. L'écran nous montre une tache de grande surface très lumineuse ;

2° Il est impossible de concentrer suffisamment. Le potentiomètre est bon. Voir le filtrage haute tension. Vérifier si l'anode A_1 est alimentée à sa valeur normale ;

3° Au lieu d'un point, nous obtenons un trait qui reste orienté dans une même direction quand on fait tourner le tube. Il s'agit alors d'une induction d'un transformateur.

(1) Méthode de calcul empruntée au « Bulletin Technique Philips » n° 19.

Pour des installations à tension élevée, il est bon de prévoir un interrupteur sur le côté secondaire haute tension ou mieux un inverseur qui commutera l'entrée du filtre soit sur l'extrémité du secondaire, soit sur une résistance de quelques milliers d'ohms, dans le but de provoquer la décharge des capacités du filtre.

Nous avons vu combien est gênant le rayonnement d'un transformateur. Avant de passer à l'exécution de la tôlerie d'un appareil, il est prudent d'étudier l'emplacement qu'on donnera au transformateur par rapport au tube. Faire pour cela un bâti léger en bois pour maintenir le tube et déplacer en dessous le transformateur, l'orienter pour éliminer toute trace d'induction.

Plusieurs millimètres de fer ne servent pas à grand chose. Si les dimensions de l'ensemble ne permettent pas d'éloigner suffisamment le transformateur, on placera le tube dans un blindage en métal spécial (Mumétal). Ces blindages sont établis par des sociétés métallurgiques (citons les Acieries d'Imphy) pour les principaux types de tubes à rayons cathodiques. Un tel écran, à épaisseur égale, protège 25 fois plus que l'acier doux.

En général, pour des tubes fonctionnant sous tension élevée (3.000 à 6.000 volts) un résultat satisfaisant sera obtenu en plaçant le tube à 30 cm au-dessus du châssis qui supportera le transformateur et les autres organes. Le transformateur sera placé à l'arrière du châssis, à l'aplomb du culot du tube. Il sera orienté de façon que l'axe de la bobine soit perpendiculaire à l'axe du tube, dans le plan horizontal.

Il est indispensable, pour parer le plus possible au rayonnement, de n'utiliser que des transformateurs travaillant à basse induction.

Rappelons que les condensateurs doivent être prévus largement, qu'il faut indiquer au fabricant la tension de service qui est général $1/3$ ou $1/4$ de la tension d'essai dont le plus souvent la seule valeur est inscrite sur le boîtier du condensateur.

Il ne faut pas regarder au prix d'achat ni à l'encombrement. Le remplacement de telles capacités coûte cher. Ces condensateurs sont soumis à un travail mécanique important, certains vieillissent très vite pour lesquels la tension de claquage diminue aussi rapidement.

Si le tube doit être logé sans blindage spécial dans un coffret en tôle, il faut vérifier que le métal n'est pas magnétisé, on s'en assurera en introduisant le tube relié à un cordon souple dans le coffret, si le spot quitte sa position de repos ou se déforme c'est qu'il est influencé par un champ extérieur. Dans ce cas, il faudra procéder à la démagnétisation de la tôle. On pourra tenter un recuit avec refroidissement lent sous la cendre. Attention aussi au champ rayonné par la culasse d'un haut-parleur à aimant permanent ou à bobine d'excitation.

Plus la tension d'alimentation du tube est élevée, moins la sensibilité est grande, mais aussi moins le faisceau est sujet à subir l'action de champs perturbateurs extérieurs.

Bien connecter la cosse F + K du culot du tube à la borne K de l'appareil d'alimentation, car si l'on y reliait la cosse filament F on aurait une modulation du faisceau.

Les résistances de fuite des plaques de déviation ne seront pas de valeur exagérée, car les plaques risqueraient d'être chargées négativement par les électrons secondaires issus de l'écran.

Attention aux ruptures dans la chaîne de résistances du diviseur de tension d'alimentation. N'employer que des résistances et potentiomètres de haute qualité. On court le risque de voir la totalité de la tension d'anode appliquée entre wehnelt et cathode.

Si la tension d'alimentation du tube est mal filtrée, le potentiel de l'anode varie, d'où modifications correspondantes de la sensibilité, l'image se déplace périodiquement à la fréquence de l'ondulation, on aura un tracé flou.

Si c'est la tension d'alimentation de la base de temps qui est mal filtrée le trait produit sur l'écran par la tension de relaxation sera ondulé.

Dans le cas où c'est la tension de polarisation qui présente de l'ondulation, le tracé ne sera pas de luminosité uniforme, lorsqu'on fera un balayage à fréquence basse on remarquera des régions moins lumineuses que d'autres : il y a modulation du wehnelt.

Il est intéressant de placer sous un capot mis à la masse par une connexion de forte section le dispositif d'alimentation et la base de temps. Des effluves dues à l'effet Corona peuvent se produire dans les circuits haute tension. Dans le câblage de ce circuit, éviter les pointes, les coudes, qui favorisent la naissance d'effluves.

L'humidité intervient aussi ; si le transformateur n'est pas soigneusement imprégné, l'état de l'atmosphère peut causer des surprises désagréables. Un capot empêchera les poussières plus ou moins conductrices de s'accumuler entre des points soumis à la haute tension et d'y produire des courants de fuite qui peuvent être « hachés » par la nature même du conducteur résistant et provoquer des parasites.

Des harmoniques du circuit de relaxation peuvent produire un champ parasite qui rayonne sur les circuits haute fréquence ou sur la connexion même du wehnelt.

L'écoute au casque aide bien dans la recherche de ces défauts.

OSCILLATEURS DE RELAXATION

BASES DE TEMPS

1. GÉNÉRALITÉS. — Nous avons vu qu'à l'émission l'analyse de l'image se fait selon le même chemin que celui qu'emprunte le regard du lecteur qui lit une page de texte, et qu'à la réception, sur l'écran du tube, la reconstitution se fait de la même façon. Il faut donc, dans un cas comme dans l'autre, que le faisceau explorateur ou reproducteur parcoure les lignes de la trame d'une manière analogue.

Du côté récepteur (nous verrons ultérieurement que tout se passe sur le même principe à l'émission) le spot doit se déplacer sur l'écran, de gauche à droite par exemple, pour tracer une ligne droite, puis se rendre rapidement un peu au-dessous de cette première ligne pour tracer la seconde, etc...

Les plaques de déviation doivent donc être soumises à une tension qui croisse linéairement de zéro à un maximum puis retombe brusquement à zéro. La forme d'une telle tension est représentée figure III-1. Une telle oscillation non périodique est appelée oscillation de relaxation. La tension a la forme d'une dent de scie. Le courant qui parcourt les bobines de déviation dans le cas de déviation magnétique aura une forme identique. Noter que le spot se déplace autour de sa position de repos.

Le système générateur d'oscillations de relaxation est en pratique désigné sous le nom de base de temps, appellation logique puisque la durée d'une ligne doit être rigoureusement égale à celle d'une ligne de l'analyse et que cette durée doit se répéter pour chaque ligne.

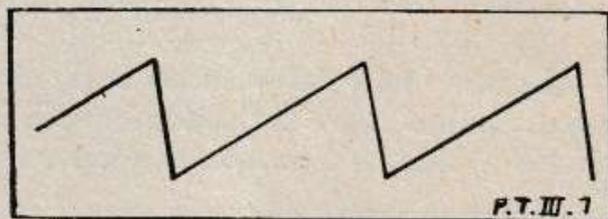


Fig. III-1

2. OSCILLATEUR AVEC TUBE AU NÉON. — Un montage pratique pour engendrer des oscillations de relaxation peut être réalisé avec une lampe au néon. Un condensateur C se charge sur une source de tension E à travers une résistance R (fig. III-2).

On sait qu'une lampe au néon ne s'illumine que pour une tension donnée dite tension d'amorçage. Quand au cours de la charge la tension aux bornes de C devient égale à la tension d'amorçage, le condensateur se décharge dans l'espace ionisé de la lampe au néon. La courbe montrée

figure III-3 représente la variation de la tension de charge en fonction du temps.

La tension en forme de dent de scie dont nous avons parlé est trouvée ; on voit qu'elle peut être obtenue en partant d'un dispositif qui permette de charger et décharger un condensateur suivant une cadence régulière, fonction de la valeur des éléments du circuit. Dans le système décrit, la cadence est fonction de RC.

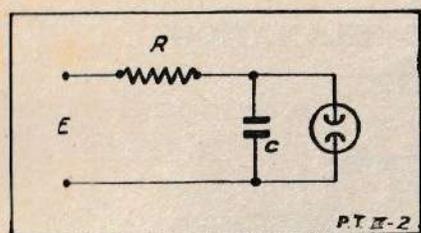


Fig. III-2

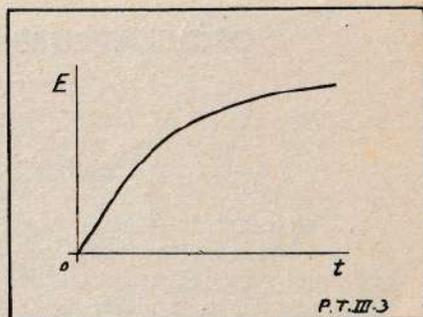


Fig. III-3

P.T. III-3

3. OSCILLATEUR AVEC TRIODE A GAZ (fig. III-4). — Une triode à gaz est en tous points comparable à une triode utilisée sur les récepteurs de radio, mais l'ampoule au lieu d'être vide est remplie d'un gaz rare (argon, hélium).

Si dans ce tube la grille est au même potentiel que la cathode et qu'on augmente la tension E progressivement, aucun courant ne passe jusqu'à ce que E ait atteint une certaine valeur E_0 (15 à 20 volts suivant les types). Dès que le courant I est déclenché, il prend une valeur très grande, limitée seulement par la résistance des circuits extérieurs. La résistance r limite le courant d'amorçage. La tension E_0 est la tension d'amorçage.

Si maintenant la grille est portée à un certain potentiel négatif par rapport à la cathode, il faudra monter E à une valeur supérieure à E_0 pour obtenir l'amorçage et d'autant plus grande que la grille sera plus négative. On voit que l'adjonction de la grille permet de régler la tension d'amorçage, de laisser le condensateur se charger plus ou moins longtemps, donc d'obtenir une amplitude plus ou moins grande pour la dent de scie.

Si une fois I amorcée (sans la présence de C), on augmente V_g , cette augmentation de polarisation, contrairement à ce qui se passe dans les triodes à vide, n'aura aucun effet sur la valeur du courant qui, une fois engendré, gardera une valeur constante quelle que soit la tension appliquée à V_g . Pour arrêter I, il faudra réduire la tension plaque au dessous de la tension d'amorçage. V_g permet de contrôler l'établissement du courant mais non sa valeur, son arrêt. L'intensité I ne peut être contrôlée que par la résistance du circuit de plaque.

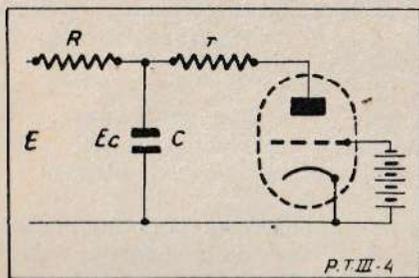


Fig. III-4

P.T. III-4

Exemple (fig. III-5) : V_g est

Exemple (fig. III-5) : V_g est

telle que la tension E nécessaire au déclenchement est de 50 volts. Soit $E = 300$ volts, C se charge à travers R, la tension aux bornes de C, E_c , monte d'autant plus lentement que C et R seront plus grands. Lorsque E_c atteint 50 volts, il y a ionisation et le condensateur se trouve court-circuité sur la triode à gaz ; la décharge pratiquement instantanée s'opère, r limite le courant à la valeur fixée par le fabricant (300 mA pour les triodes à gaz utilisées en télévision). Le condensateur se décharge jusqu'à ce que E_c soit égale à la tension minimum d'amorçage de la triode à gaz. Alors, le courant cesse de passer et C commence à se charger de nouveau à travers R, jusqu'à ce que E_c atteigne de nouveau 50 volts, et le cycle recommence.

Si l'on augmente R ou C, la fréquence diminue (il faut plus de temps pour charger C devenu plus grand ou C égal, à travers R plus grande, mais l'amplitude reste constante).

Si l'on polarise davantage, la fréquence diminue aussi puisqu'il faut charger C à tension plus grande pour arriver à la décharge, mais en même temps, l'amplitude de l'oscillation augmente, au lieu de $50 - 15 = 35$ volts, elle sera par exemple $100 - 15 = 85$ volts.

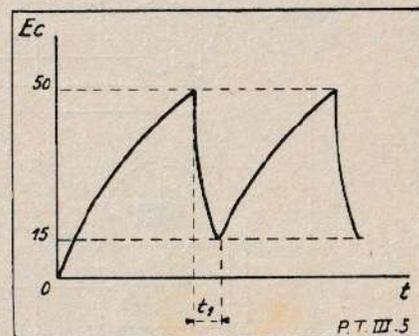


Fig. III-5

P.T. III-5

Noter que le retour à zéro de la tension E_c n'est pas instantané, le « temps de retour » exige une durée t . Ce retour ne s'opère pas selon une droite mais suivant une loi exponentielle.

4. LINÉARITÉ. — La courbe représentant la tension de charge d'un condensateur est une exponentielle dont une petite fraction peut être considérée comme se rapprochant d'une droite. Il nous faut pour l'usage que nous aurons à en faire en télévision, une tension de relaxation qui varie linéairement, qui soit linéairement proportionnelle au temps.

Une solution consiste à n'utiliser qu'une faible portion de la courbe dans la partie presque rectiligne et à amplifier ensuite. Un inconvénient de ce système réside dans le fait que les liaisons amènent des déformations des ondes à front raide.

Puisque l'établissement du courant ne se fait pas suivant une loi rectiligne, nous disposerons dans le circuit de charge une résistance telle que I soit constant, alors E_c variera linéairement. Cette résistance sera constituée par une pentode, lampe dans laquelle le courant anodique est à peu près indépendant de la tension (au-dessus de 80 volts).

Si $E = 300$ volts et $E_0 = 15$ volts, I_a restant constant tant que la tension plaque ne descend pas au dessous de 80 volts, nous pourrions charger C à intensité à peu près constante jusqu'à $300 - 80 = 220$ volts. La tension aux bornes de C variera entre 15 et 220 volts soit 205 volts. Elle peut être augmentée par l'accroissement de E. La fréquence sera réglée soit par C, soit par la tension d'écran V_e de la pentode série qui permet de

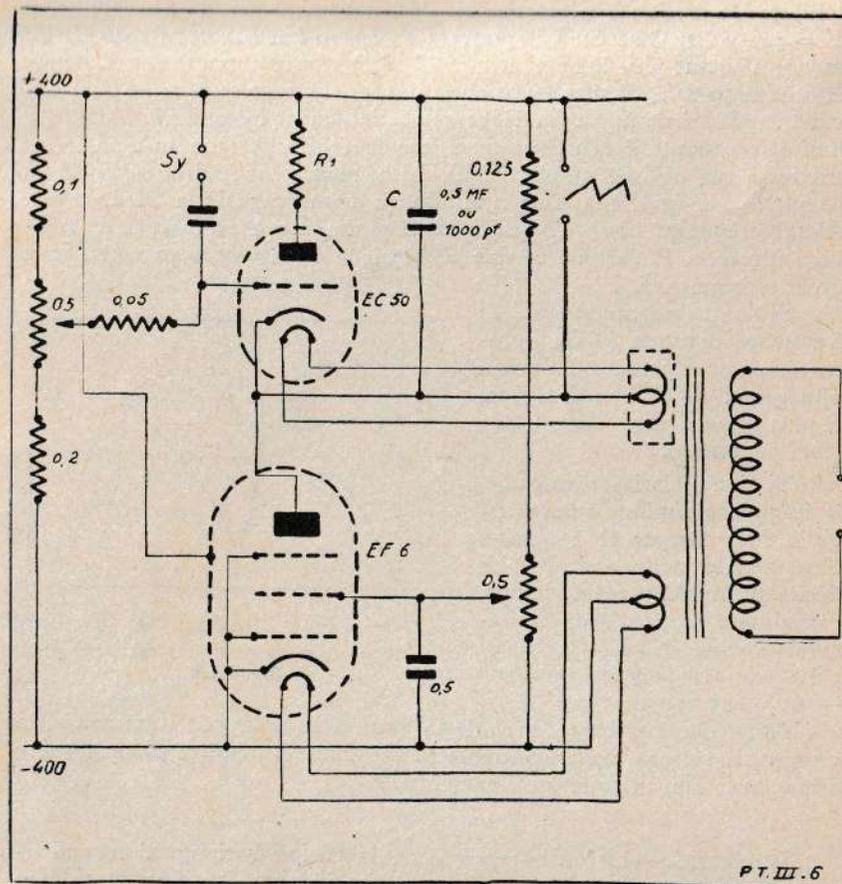


Fig. III-6

faire varier I_a . L'amplitude sera réglée par la tension grille de la triode à gaz.

Nous donnons figure III-6 le schéma d'une base de temps avec triode à gaz et pentode série qui est surtout utilisée dans les appareils de mesure, mais qui peut rendre de bons services en télévision.

L'adjonction d'une pentode en série avec une triode à gaz n'est pas le seul procédé qui permette de corriger la non-linéarité du système. Nous verrons par la suite qu'on peut mettre à profit la courbure de la caractéristique d'une lampe pour introduire dans la tension de déviation une distorsion qui, en combinaison avec la distorsion due à la non-linéarité

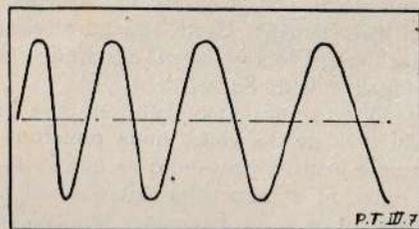


Fig. III-7

de la courbe de charge du condensateur d'oscillation, donne une linéarité parfaite pour l'ensemble.

Par quoi se traduit un manque de linéarité ? Si l'on applique sur la paire de plaques donnant la déviation horizontale une tension en dent de scie provenant d'une base de temps non-linéaire réglée à 25 c/s, puis sur l'autre paire de plaques une tension sinusoïdale de fréquence 100, nous voyons sur l'écran quatre périodes de cette tension, les quatre périodes n'ont pas la même amplitude selon l'axe des temps (fig. III-7).

En télévision, si l'émetteur passe par exemple un homme en buste, celui-ci aura une épaule plus large que l'autre dans le cas où la base de temps qui donne la déviation horizontale (base de temps-ligne) n'est pas linéaire.

Si la base de temps qui donne la déviation verticale (base de temps image) a un défaut de linéarité, l'écran montrera par exemple un homme au buste très haut monté sur des jambes très courtes.

5. SYMÉTRIE. — Pour beaucoup de tubes à rayons cathodiques, la tension issue d'une base de temps à triode à gaz seule ou avec pentode en série serait insuffisante pour obtenir un déplacement du spot sur toute la largeur de l'écran. On montera en plus une lampe dont la grille recevra une fraction de la tension engendrée par la triode à gaz. Les circuits de la lampe seront calibrés de telle façon qu'elle fournisse aux bornes de la résistance d'anode une tension égale à celle fournie par la triode à gaz. Elle sera déphasée de 180° par rapport à cette dernière. On aura donc une amplitude double de celle obtenue primitivement.

En plus de cet avantage, pas toujours indispensable, l'emploi d'un système à déviation symétrique a une autre utilité que nous allons expliquer. Soit a, b la ligne tracée sur l'écran lors du déplacement du spot de a en b pendant que le condensateur se charge (fig. III-8). La plaque p_1 est reliée au générateur de tension de relaxation qui fournit une tension en dent de scie supposée parfaitement linéaire.

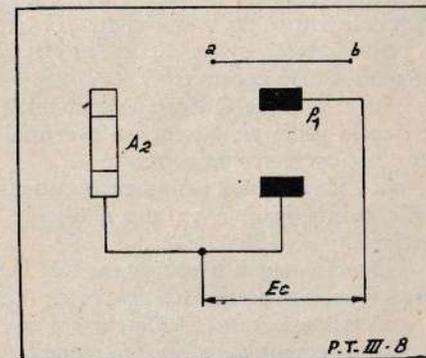


Fig. III-8

Nous savons que la sensibilité d'un tube à rayons cathodiques varie avec la tension appliquée à l'anode A_2 et aux plaques. On conçoit que, lorsque le spot est en a , où $E_c = 15$ volts, on peut dire que p_1 est au même potentiel que A_2 . Mais, en b , en fin de charge de C , p_1 est à un potentiel supérieur de 200 à 300 volts à celui de A_2 . La sensibilité sera donc plus petite dans cette extrémité de la ligne ce qui amène une distorsion.

La longueur de la ligne sera (grossièrement) plus grande entre a et le centre qu'entre b et le centre.

D'autre part, si le spot est parfait au centre où l'on a fait le réglage de la concentration, celle-ci ne sera plus bonne aux extrémités de la ligne, on aura surépaisseur à un bout et amincissement à l'autre.

Ces défauts sont en partie éliminés par un système à déviation symétrique.

Evidemment l'emploi d'un dispositif de déviation électromagnétique élimine ces inconvénients.

6. OSCILLATEURS SANS TRIODE A GAZ. — Ce système de déviation est très utilisé aux Etats-Unis. En France, par contre, où l'on trouve maintenant de ces tubes d'une qualité remarquable, on emploie beaucoup la triode à gaz. Nous décrivons cependant le principe d'un dispositif à tubes à vide classique.

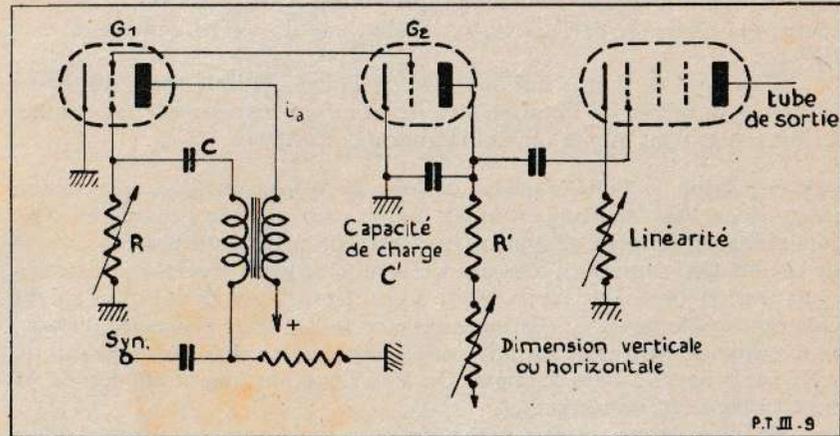


Fig. III-9

7. DISPOSITIF DE DÉVIATION AVEC OSCILLATION A BLOQUAGE (fig. III-9). — L'établissement du courant d'anode i_a rend la grille positive d'où naissance d'un courant de grille qui charge C à travers R. Quand i_a cesse de croître et commence à baisser, par l'intermédiaire du transformateur, la grille est rendue très négative.

La charge de C s'écoule lentement par R et rien ne se passe jusqu'à ce que la grille ait atteint un potentiel où i_a puisse de nouveau circuler. Alors, le cycle recommence.

Si à un instant t par exemple, une impulsion est appliquée, le potentiel grille monte jusqu'à ce que i_a circule et le second cycle a alors t pour origine.

L'oscillateur à blocage est très facile à synchroniser. La résistance R sert à ajuster la fréquence propre de l'oscillateur.

Derrière le tube oscillateur est monté un tube de décharge. La grille est normalement polarisée pour que le courant d'anode soit nul, mais elle reçoit une impulsion positive à la fin de chaque ligne d'exploration par l'oscillateur qui a été coupé ou mis en action par le signal de synchronisation.

Durant les périodes qui s'étendent entre les impulsions grille le condensateur C' doit être chargé à travers R'. Les valeurs de R' et de C' sont telles que la charge de C' n'excède pas un petit pourcentage de la tension d'alimentation. Dans ces conditions, la tension aux bornes de C' est linéaire.

Quand les impulsions positives amènent la grille jusqu'à zéro ou bien à un potentiel positif, le tube devient conducteur et C' se décharge. La grille du tube de sortie reçoit ainsi une tension en dent de scie.

On corrige la non-linéarité par le choix judicieux de la polarisation du tube de sortie dont le point de fonctionnement est choisi pour qu'une

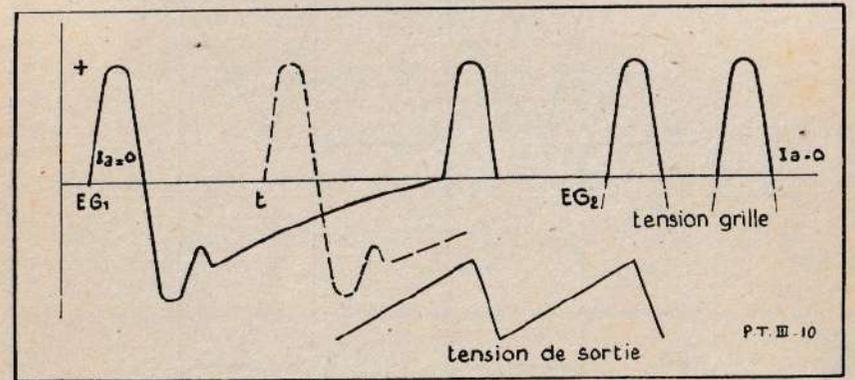


Fig. III-10

région courbée de la caractéristique soit atteinte pour les amplitudes négatives sur la grille.

La figure III-10 montre les variations des courants et tensions dans les différents circuits.

8. DISPOSITIF DE DÉVIATION AVEC OSCILLATEUR A MULTIVIBRATEUR. — Le fonctionnement d'un multivibrateur peut être expliqué sommaire-

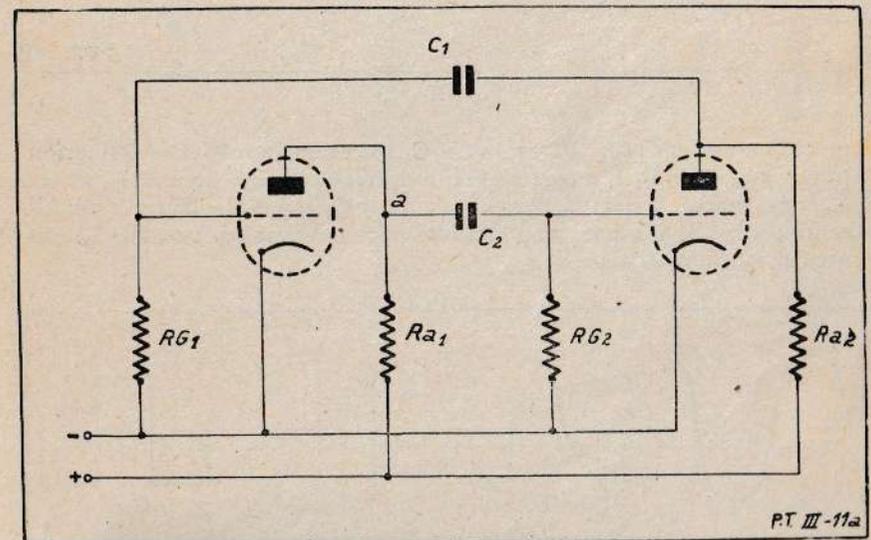


Fig. III-11 A

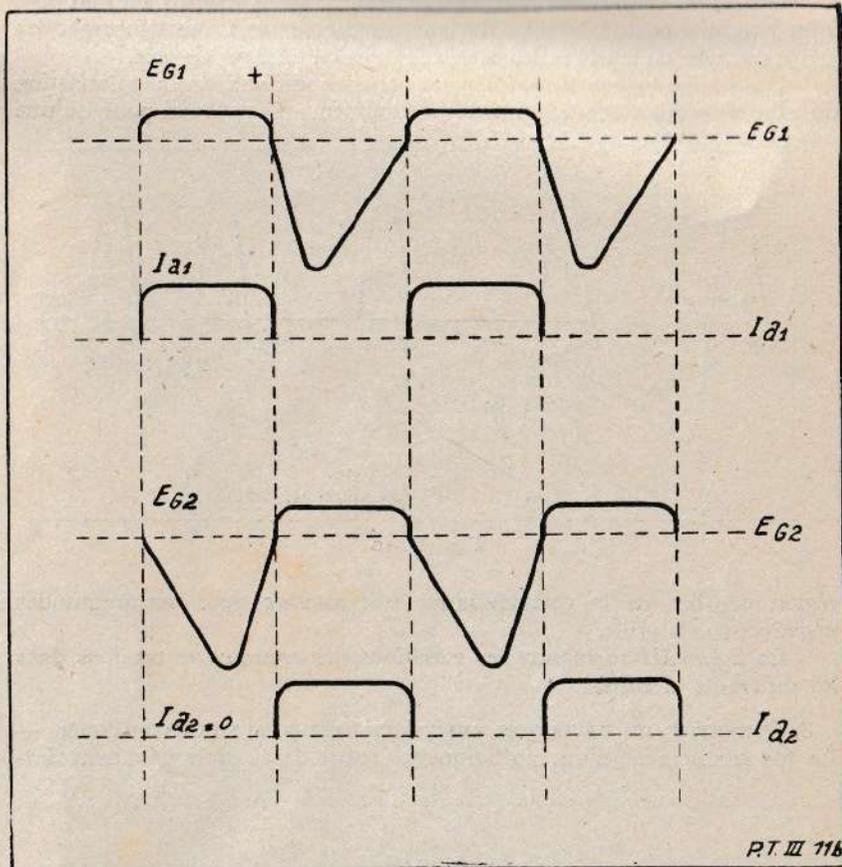


Fig. III-11 B

ment comme suit : (fig. III-11 a et b) C_1 par exemple reçoit une impulsion positive; I_{a1} croît; $R_1 I_1$ aussi, le point a devient négatif; G_2 aussi. I_{a2} baisse. $R_2 I_2$ également, le point b devient positif et G_1 reçoit une nouvelle impulsion positive. Il y a ainsi amplifications successives jusqu'à ce que I_{a2} soit nul, alors l'amplification cesse.

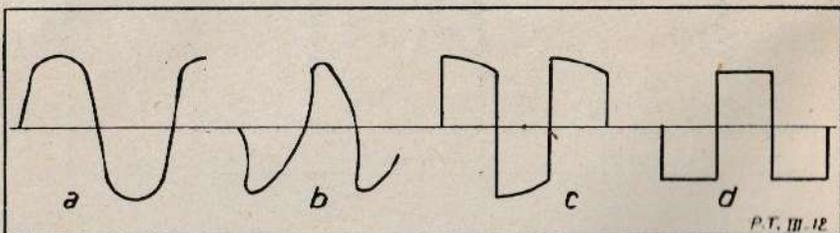


Fig. III-12

Les résistances de grille laissent s'écouler les charges accumulées dans C_1 et C_2 . Le potentiel de G_1 décroît, celui de G_2 croît. Le potentiel de a varie dans le sens positif, G_2 reçoit donc une impulsion positive et le phénomène décrit précédemment se répète en sens inverse.

Notons en passant que pour un couplage convenable des deux tubes, on peut obtenir une tension sinusoïdale. En augmentant progressivement le couplage on arrive à la forme d'onde à front raide vertical (fig. III-12 a, b, c, d).

Si l'on couple au multivibrateur un tube à décharge utilisé comme dans le système à oscillateur à blocage, on réalise un générateur d'oscillations en dents de scie. La grille du tube à décharge reçoit les impulsions du multivibrateur.

La fréquence est fonction des constantes de temps $R_{G1} C_2 R_{a2}$ et $R_{G2} C_1 R_{a1}$.

Dans la pratique, en télévision, on utilise une lampe double 6N7 pour le multivibrateur et le tube à décharge; le couplage est fait par la cathode (fig. III-13).

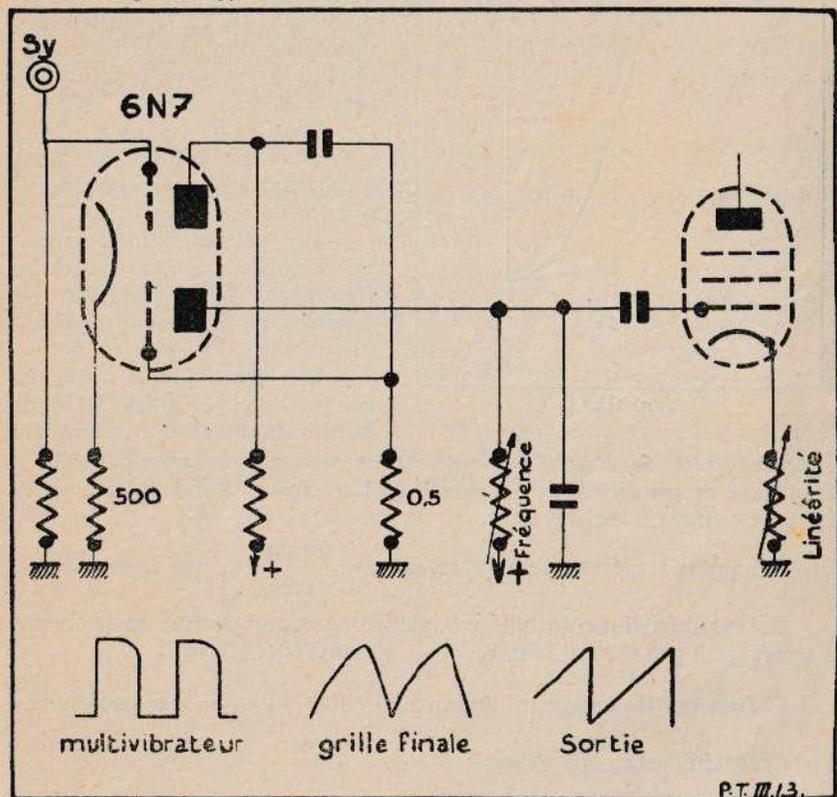


Fig. III-13

Comme dans l'oscillateur précédent, une lampe de puissance reçoit la tension en dent de scie, la correction de linéarité s'effectue par le choix du point de fonctionnement de cette lampe.

9. DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS D'UN GÉNÉRATEUR DE TENSION A RELAXATION AVEC TRIODE A GAZ. — La résistance de protection r est donnée par :

$$r = \frac{\text{tension de sortie}}{i_m}$$

où i_m est le courant de décharge maximum indiqué par le fabricant du tube relais (300 mA pour le tube Philips 4686 par exemple).

$$\text{Nous savons que } Q = CE_c = i T; E_c = \frac{i T}{C}; T = \frac{i}{f}$$

$$E_c = \frac{E}{R} \times \frac{i}{C_f}; C = \frac{E}{E_c} \times \frac{i}{R_f} \text{ (} i \text{ est ici } i \text{ moyen)}$$

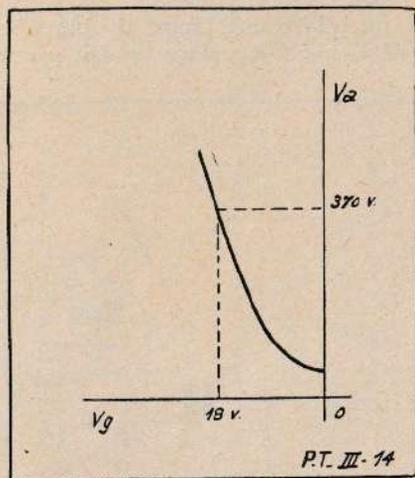


Fig. III-14

sous 600 volts. Sa sensibilité sous cette tension est 0,16 mm par volt, la fréquence de travail est de 50 périodes. La tension d'alimentation de la base de temps est de 400 volts.

$$\text{L'amplitude nécessaire au balayage est : } \frac{60 \text{ mm}}{0,16} = 370 \text{ volts.}$$

La caractéristique du tube relais 4686 nous montre que pour obtenir l'amorçage à 370 volts il faut $V_g = -18$ volts (fig. III-14).

$$\text{La résistance de charge minimum sera : } R = \frac{400}{0,003} = 133.000 \text{ ohms}$$

et la capacité aura pour valeur :

$$C = \frac{400}{370 \times 133.000 \times 50} = 0,14 \mu\text{F}$$

$$\text{Si } R \text{ doit être variable, } R \text{ max. sera : } R = \frac{400}{0,0005} = 800.000 \Omega$$

Il est bon de ne pas descendre au-dessous de 0,5 mA pour i .

On calculera R en fonction du courant moyen maximum admissible et de E . La valeur de i moyen est donnée par les caractéristiques du tube relais (pour le tube 4686 elle est de 3 mA).

Pour une variation de i moyen comprise entre 0,5 et 3 mA on atteindra une gamme de fréquence de 1 à 6.

Ces formules donnent une approximation suffisante pour les fréquences pour lesquelles les capacités parasites sont négligeables.

Soit par exemple à balayer un petit tube Philips DG7 de 70 mm de diamètre fonctionnant

$$\text{et la fréquence minimum sera : } \frac{6}{50} = 8,2 \text{ c/s.}$$

La valeur à adopter pour la résistance de grille est indiquée par le fabricant de tubes relais. Dans la plupart des modèles elle est de 1.000 ohms par volt de tension de crête appliquée à la grille. Cette tension étant la somme de la tension de polarisation et de la valeur de crête de la tension de synchronisation. En général la valeur de 50.000 ohms convient.

Le condensateur de liaison idéal à placer entre l'anode du tube relais et la plaque du tube à rayons cathodiques serait de valeur infinie. La valeur de RC doit être très grande vis-à-vis de T la durée de la période à transmettre.

$$\text{La relation suivante permet de calculer } RC : RC = \frac{100 T}{2d}$$

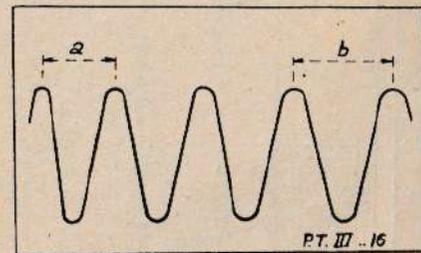
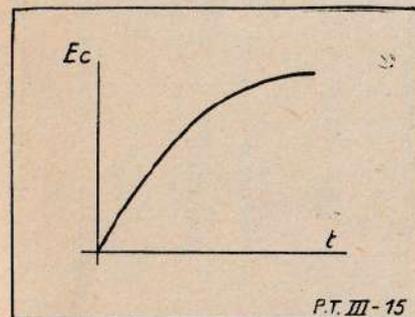
où d est le taux de distorsion à ne pas dépasser, en général 5 %.

Un autre problème complexe est posé par la liaison à une lampe amplificatrice ou de symétrie. Il existe toujours une capacité C en parallèle sur la charge R_a , l'impédance de charge est d'autant plus faible que la fréquence est élevée, d'où distorsion de la dent de scie par réduction de l'amplification des harmoniques.

C'est encore le produit RC qui est en jeu ici. Pour $\frac{T}{RC} = 100$, le 10^{me} harmonique qui devrait être transmis intégralement pour que la forme soit respectée est déjà réduit de 85 %.

10. BASE DE TEMPS LINÉAIRE ET SYMÉTRIQUE POUR TUBE A DÉVIATION ÉLECTROSTATIQUE. — Nous conseillons à l'amateur qui ne possède qu'un tube à déviation électrostatique de réaliser la base de temps suivante, elle est linéaire et symétrique, nous avons vu quels sont les avantages de ces deux particularités.

Pour chaque base de temps, il faut une triode à gaz et un tube EF9. Comme triode à gaz, on peut utiliser le tube Philips 4690 (chauffage 4 volts) ou même le tube EC50 (6,3 volts) de la même marque.

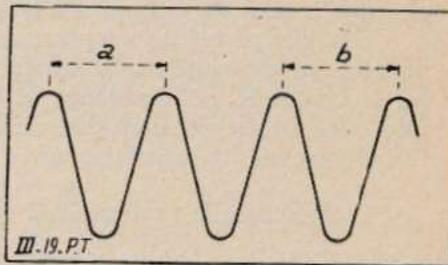
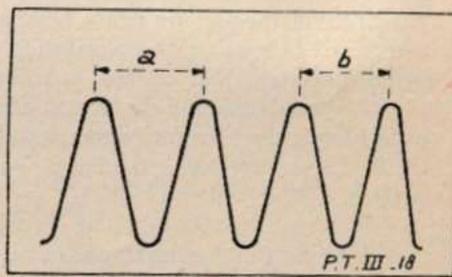
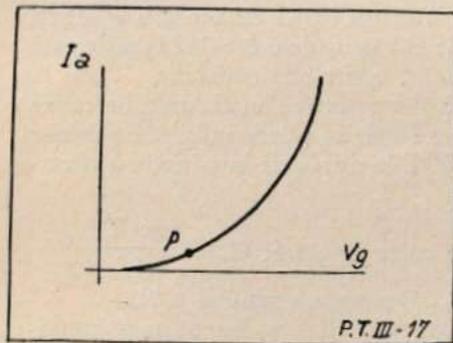


← Fig. III-15 et Fig. III-16

La tension d'alimentation doit être d'environ 350 volts. Le courant demandé est très faible, environ 12 mA au total. Cette tension sera prise par exemple après une cellule de filtrage spéciale, avec une inductance de

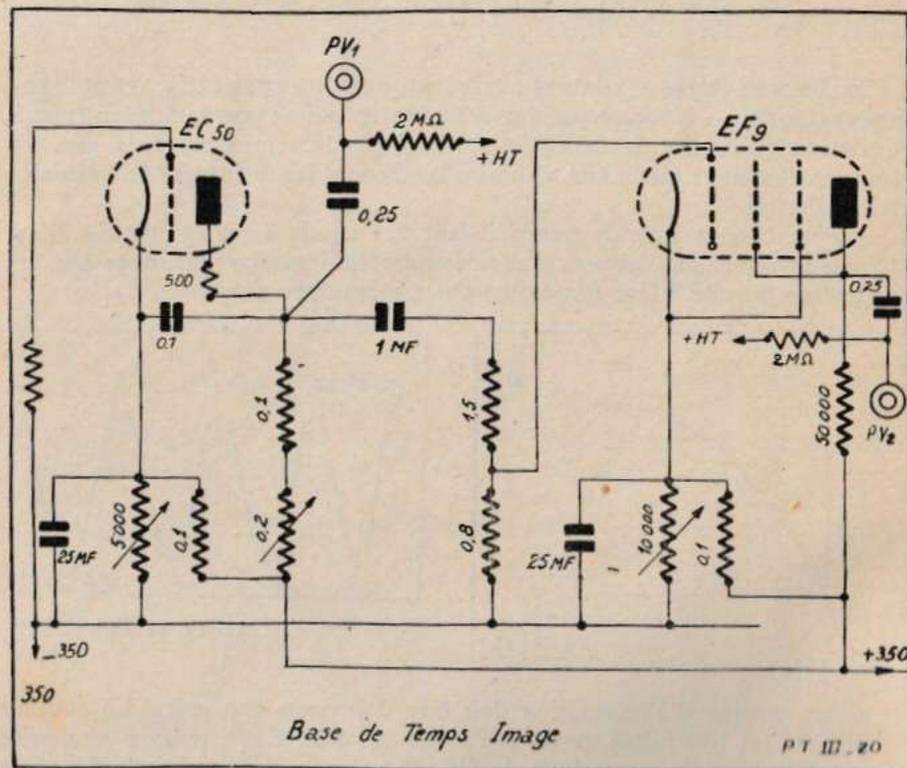
faible résistance ohmique, branchée directement à la cathode de la valve destinée à l'alimentation du récepteur.

11. PRINCIPE. — Le tube à gaz utilisé seul donne une dent de scie dont



De gauche à droite
et de haut en bas.

Fig. III-17 Fig. III-18
Fig. III-19 Fig. III-20



l'aspect est rappelé (fig. III-15); la non-linéarité de cette tension donnerait pour le développement d'une tension sinusoïdale un oscillogramme tel que celui montré figure III-16 dans lequel les périodes extrêmes n'ont pas la même amplitude selon l'axe des temps: $a < b$.

La pentode EF9 montée en triode a une caractéristique dont l'allure est indiquée, figure III-17; si l'on n'utilise que la tension en dent de scie fournie par ce tube, on obtient pour un point de fonctionnement p donné sur la caractéristique un oscillogramme montré figure III-18 où l'on a: $a > b$.

La combinaison de ces deux tensions donne un oscillogramme analogue à celui représenté figure III-19 où $a = b$. La linéarité est satisfaisante, la courbure de la caractéristique du tube EF9 et le choix judicieux du point de fonctionnement sur cette caractéristique amènent la correction de la non-linéarité obtenue dans le cas de la triode à gaz utilisée seule.

12. MISE AU POINT. — Il s'agit de trouver le point p de correction optimum sur la caractéristique du tube EF9, il est situé dans la région où le courant d'anode est environ de 1,5 mA.

Le meilleur réglage est obtenu aux environs de $R = 5.500$ ohms. La mise au point est faite à l'aide d'un générateur basse fréquence, ou, si l'amateur n'en possède pas, sur les mires, lors d'une émission d'essais.

13. RÉALISATION. — Employer du matériel de qualité. Le schéma

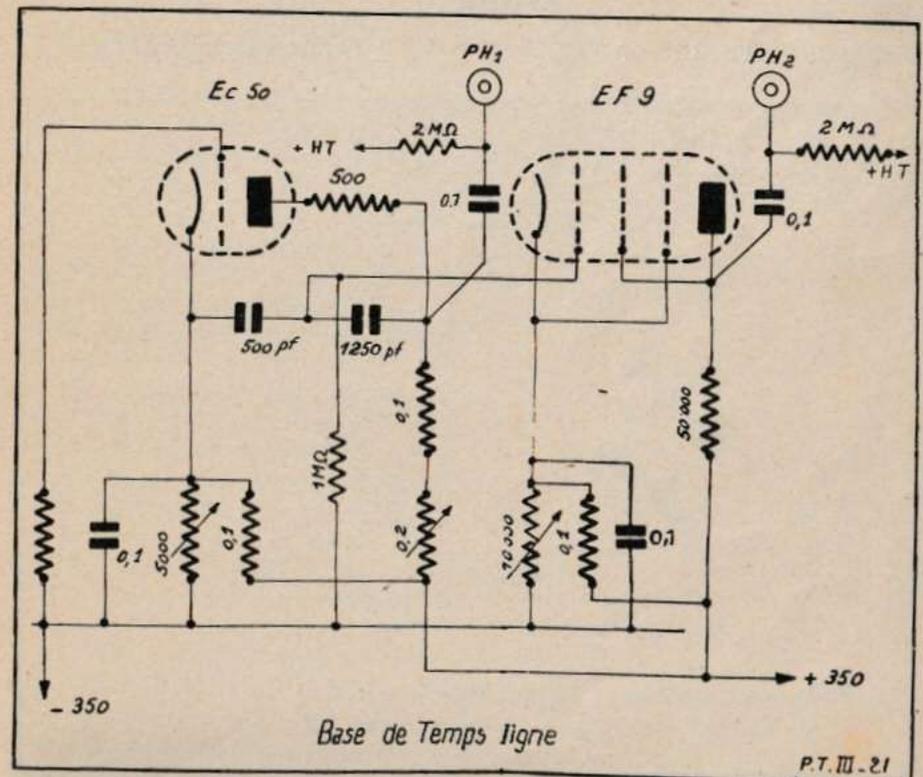


Fig. III-21

général donné (figure III-20 et figure III-21) montre les capacités de liaison aux bornes PV_1 , PV_2 à relier aux plaques verticales, et aux bornes PH_1 , PH_2 qui seront connectées aux plaques donnant la déviation horizontale.

Il faut ici des capacités de liaison prévues pour une tension de service de 2.000 volts. Pour les liaisons image, $0,5 \mu F$ serait préférable à $0,25 \mu F$.

Éviter tout blindage sur le circuit de synchronisation ou utiliser une gaine de grand diamètre.

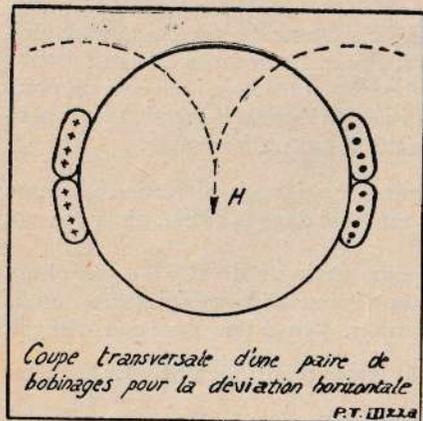


Fig. III-22 A

FONCTIONNEMENT D'UN DISPOSITIF DE DÉVIATION MAGNÉTIQUE

14. INTRODUCTION. — Les avantages du tube à déviation magnétique par rapport au tube à déviation électrostatique sont les suivants :

- Grande luminosité,
- Très fine concentration du spot,
- Faible sensibilité au champ extérieur,
- Faible encombrement.

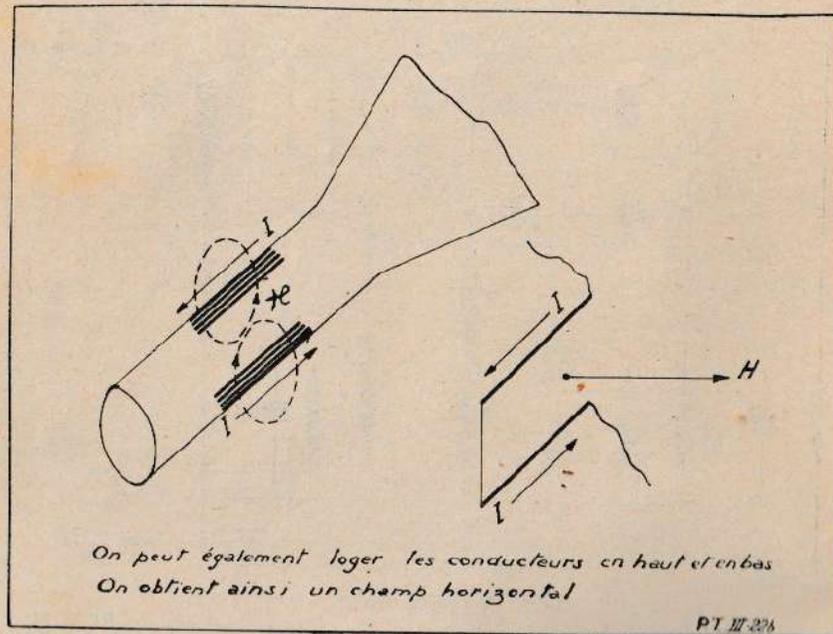


Fig. III-22 B

Les tubes à déviation magnétique sont livrés nus. Pour les utiliser il faut donc les équiper avec les bobinages de déviation et avec la bobine destinée à la concentration du champ. Le fonctionnement des bobinages de déviation est le suivant : on dispose le long du tube et sur un seul côté, une série de conducteurs qui sont tous parcourus par un courant allant dans le même sens.

Sur l'autre côté du tube on dispose un même nombre de conducteurs

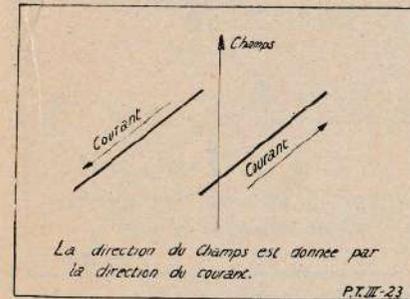


Fig. III-23

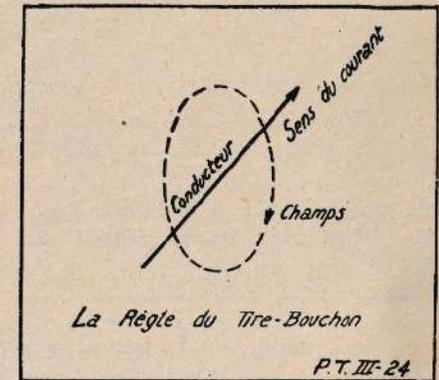


Fig. III-24

mais ces derniers sont parcourus par un courant allant dans le sens contraire (fig. III-22 A et III-22 B).

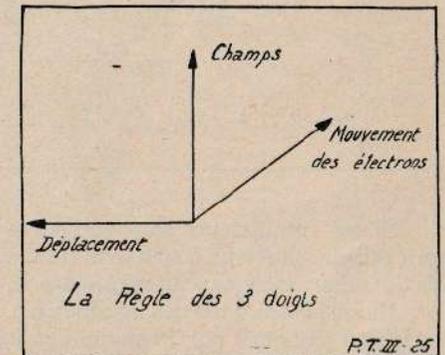
Les mêmes conducteurs sont donc disposés à gauche et à droite du tube, mais le courant les traverse dans le sens contraire. Il en résulte ainsi un champ à l'intérieur du tube allant d'en bas vers le haut (fig. III-23).

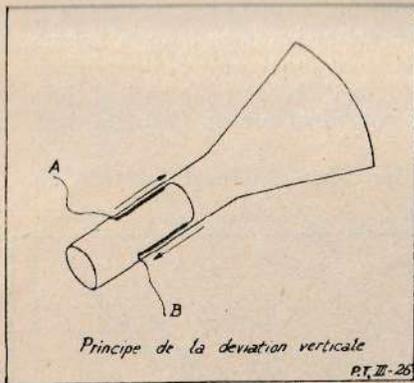
Pour trouver la direction du champ, il suffit d'appliquer la règle du tire-bouchon qui peut être schématisée par la figure III-24.

Connaissant maintenant le sens du champ à l'intérieur du tube ainsi que la direction du mouvement des électrons parcourant ce champ, il nous sera facile de déterminer le déplacement des électrons le long de leur trajet.

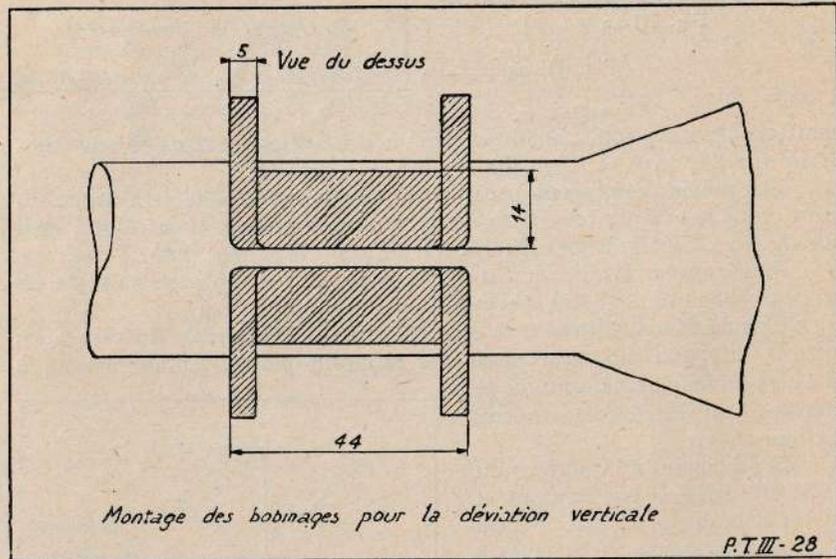
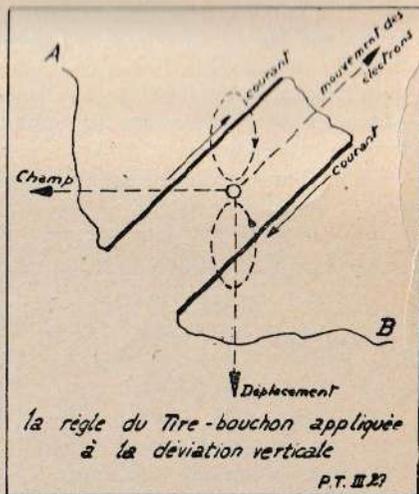
Si le champ à l'intérieur du tube est dirigé de bas en haut et si les électrons se déplacent vers l'écran fluorescent en partant de la cathode, la déviation produite par le champ se fera de droite à gauche. Il suffit d'appliquer la règle des trois doigts pour obtenir le sens de la déviation. La figure III-25 nous rappelle l'application de cette règle.

En inversant le sens du courant dans les conducteurs placés à gauche et à droite du tube, on inverse en même temps le sens du déplacement du spot lumineux.





De gauche à droite et de haut en bas.
Fig. III-26 Fig. III-27 Fig. III-28



Si ces conducteurs sont parcourus par un courant dont l'amplitude varie suivant la forme d'une dent de scie, le déplacement horizontal qui en résulte aura exactement la même forme.

En disposant ainsi des conducteurs à droite et à gauche du tube et en les faisant parcourir par un courant en forme de dent de scie nous obtenons le balayage horizontal. Avec une exploration de 455 lignes, il faut un courant présentant $\frac{455}{2} \times 50 = 11.250$ dents de scie par seconde.

Pour obtenir le balayage vertical, nous procédons de la même manière

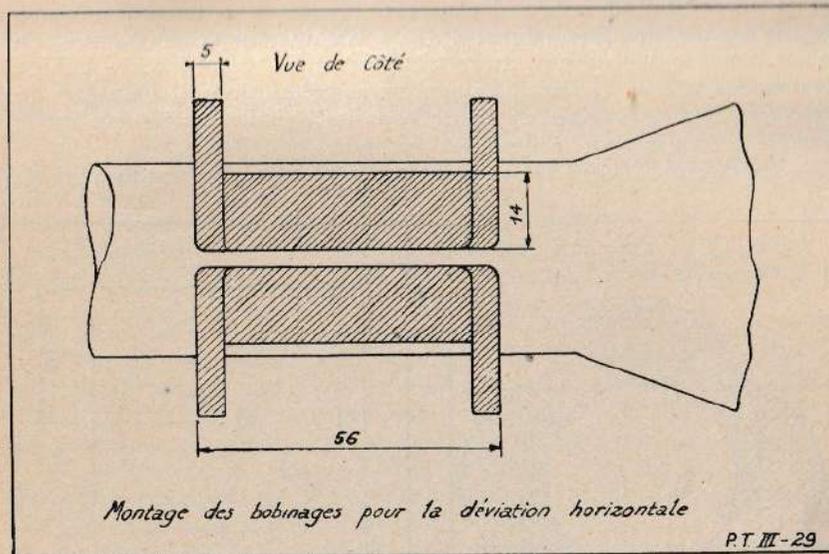


Fig. III-29

en disposant des conducteurs en haut et en bas du tube. La figure III-26 montre le schéma de principe du balayage vertical.

Le courant arrive en A, traverse le conducteur du haut, passe dans celui du bas et repart vers B. Le champ qui en résulte ainsi que le déplacement horizontal sont donnés dans la figure III-27.

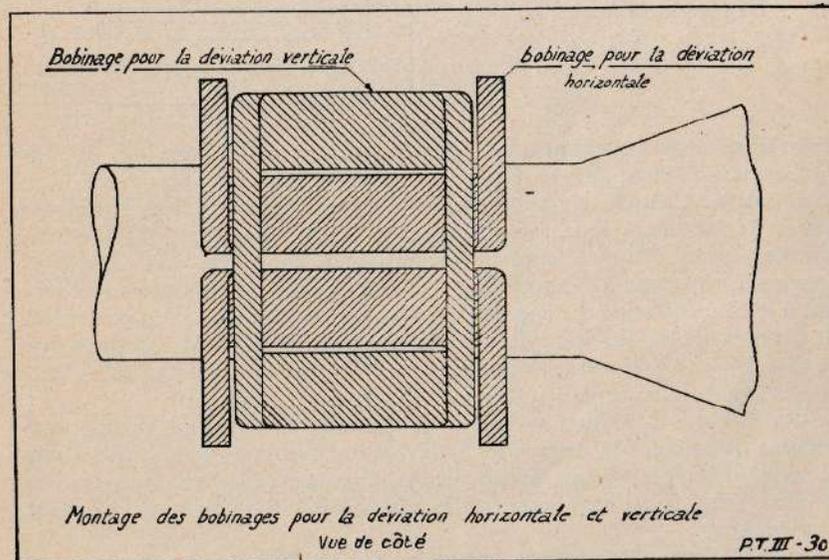
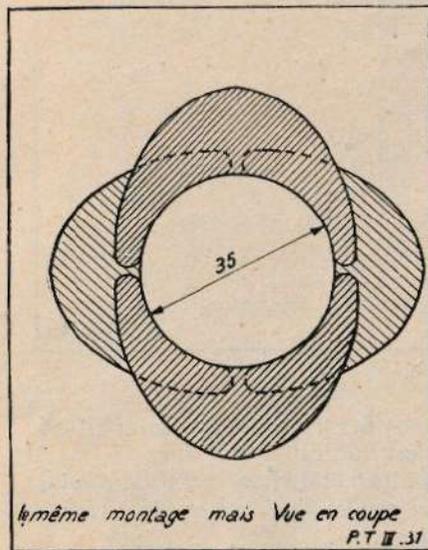


Fig. III-30

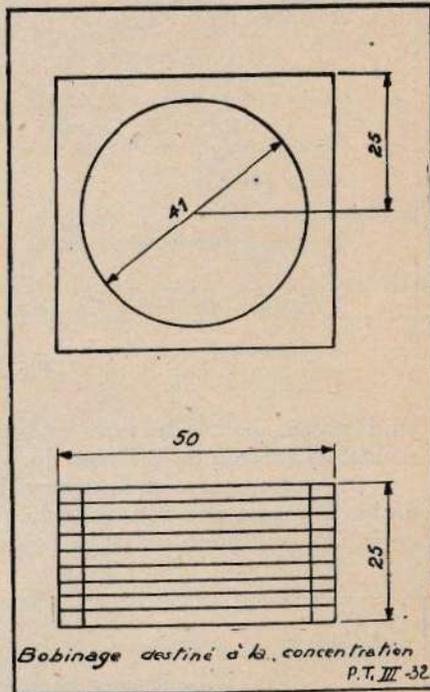
Le courant produisant le déplacement vertical se compose de 50 dents de scie par seconde. En augmentant l'intensité du courant on augmente en même temps le déplacement du spot lumineux. En augmentant le nombre de dents de scie par seconde on augmente en même temps la fréquence du balayage, donc le nombre de lignes pour la déviation horizontale ou le nombre d'images pour la déviation verticale.

Les figures III-28 à III-31 montrent le montage des conducteurs de



De gauche à droite

Fig. III-31 et Fig. III-32



déplacement avec les connexions les reliant ensemble. Connexions et conducteurs sont constitués par le même fil. L'ensemble constitue le bobinage de déviation. Chaque déviation nécessite deux bobinages. Les bobinages pour la déviation verticale sont un peu plus courts que ceux pour la déviation horizontale. Chaque bobinage se compose de 250 spires, soit 1.000 conducteurs actifs pour les deux bobinages. La bobine de concentration servant à la concentration du faisceau électronique se compose de 3.000 spires en 9/100 bobinées sur un cylindre par plusieurs couches et disposées par derrière les bobinages de déviation. Les électrons se trouvent ainsi concentrés avant de franchir le champ de déviation (fig. III-32).

Après cette introduction dans le domaine de la déviation magnétique essayons de calculer le dispositif de déviation en commençant par la base de temps du déplacement vertical. Dans le cas où le lecteur veut utiliser un autre tube, il lui sera ainsi facile de calculer entièrement le dispositif de déviation.

15. 2^o CALCUL DES BASES DE TEMPS. — La déviation en centimètres de la tache fluorescente est donnée par la formule :

$$Y = H \sqrt{e/m} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{L \times l_2}{\sqrt{V_a}}$$

Dans cette formule H est l'intensité du champ en gauss, e/m est une constante, c'est-à-dire la charge d'un électron divisée par la masse du même électron. L est la longueur en centimètres du rayon électronique entre le système de déviation et l'écran fluorescent et finalement l_2 est le chemin en centimètres de l'électron à travers le champ H.

La tension anodique du tube est désignée par V_a .

On pourrait simplifier cette formule pour un certain type car V_a , L, e/m sont des valeurs constantes. On arrive ainsi à la formule simplifiée :

$$Y = 1,1 \times l_2 \times H \quad (1) \quad H = y/1,1 \text{ gauss/cm}$$

Cette formule est valable dans le cas d'un tube MW 22-1.

Pour obtenir une certaine valeur du champ, il faut déterminer le nombre d'ampères-tours. Dans la réalisation qui va suivre, nous avons employé les bobines de la figure III-33. Pour calculer le nombre d'ampères-tours pour un tel système, on peut se servir de la formule suivante :

$$H \times l_1 = 0,4 \pi N i \quad (2)$$

Dans cette formule l_1 est la longueur d'une ligne de force en centimètres. i est l'intensité et N le nombre de tours de la bobine.

On peut considérer le chemin parcouru par une ligne de force comme un cercle dont le diamètre moyen est de 40 mm dans le cas du tube MW 22-1 (fig III-33) On peut ainsi écrire $l_1 = 4 \pi$.

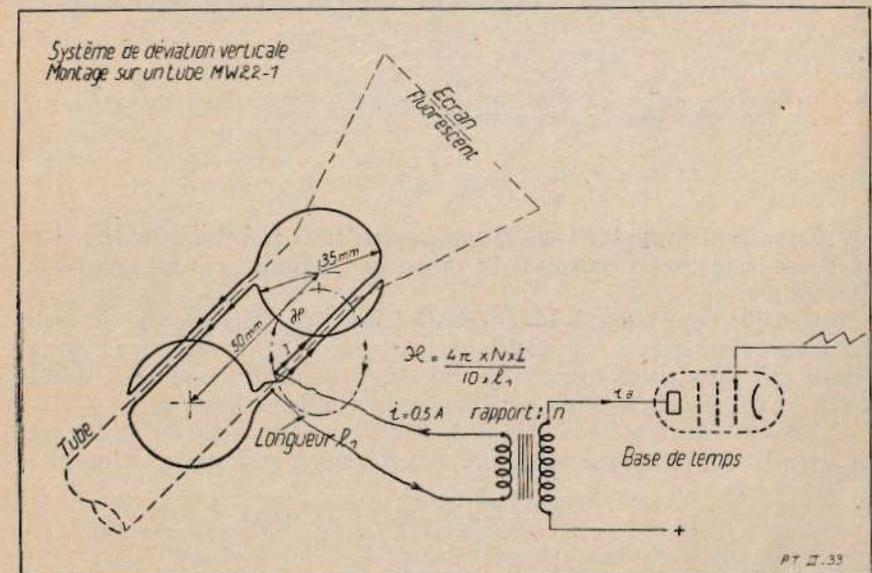


Fig. III-33

Connaissant ainsi la valeur de l_1 la formule n° 2 peut être simplifiée et on peut écrire :

$$1 \dots N/H = \frac{l_1}{0,4 \pi} = \frac{4 \pi}{0,4 \pi} = 10$$

Le nombre d'ampères-tour nécessaires pour un champ de 1 gauss est donc égal à 10.

$$N \cdot I = 10 \cdot H \quad (3)$$

La déviation la plus grande que l'on peut obtenir avec le tube MW 22-1 est de 180 mm. Le champ nécessaire à cette déviation est égal à 180 : 1,1 = 164 gauss par centimètre.

D'autre part, on trouve en employant de telles bobines que la déviation complète nécessite un courant de 0,54 A.

La longueur des bobines employées est de 5 cm et le diamètre est de 35 mm. Le flux nécessaire pour la déviation complète est donné par la formule :

$$\Phi_0 = \frac{L \cdot I_0}{N} \cdot 10^8 \text{ maxwells} \quad (4)$$

Les bobines de la figure III-33 ont une self inductance de 15 mH. Le nombre de tours est de 250 par bobine, soit 500 pour l'ensemble. Connaissant d'autre part le courant I_0 , il est facile de trouver la valeur de :

$$\Phi_0 = \frac{15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,54}{500} \times 10^8 = 1.620 \text{ maxwells}$$

Il s'agit maintenant de trouver la puissance que peut fournir la lampe pour obtenir la déviation complète.

La tension maximum aux bornes de la bobine de déviation est égale à :

$$E_{01} = L_1 \frac{di}{dt_1} = L_1 \cdot \frac{I_{01}}{T}$$

La puissance sera donc égale à :

$$E_{01} \cdot I_{01} = L_1 \cdot \frac{I_{01}^2}{T}$$

Dans cette formule L_1 est la self-induction de la bobine de déviation et T est le temps de parcours du rayon électronique pendant une seule exploration.

Considérons d'abord la bobine de déviation pour le balayage horizontal. Le temps, dans ce cas, est égal à environ 1/10 000^{me} de seconde ; c'est le temps qui correspond au parcours du point lumineux pendant la durée d'une ligne dans le cas d'une exploration de 450 lignes environ.

La self-induction de la bobine de déviation horizontale est également de 15 mH. La puissance nécessaire à la déviation sera par conséquent :

$$W_0 = \frac{15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,54^2}{10^{-4}} = 44 \text{ watts}$$

Il faudra environ 44 watts de puissance pour fournir l'énergie nécessaire à la déviation du rayon électronique entre les deux bords de l'écran fluorescent.

Il s'agit maintenant de trouver un tube BF qui puisse fournir cette puissance sans distorsion gênante. Le tube 4654 convient parfaitement à cet usage.

En effet, avec un tel tube on peut obtenir une tension en forme de dent de scie de 200 volts pour une alimentation d'anode de 350 volts. Le

courant plaque variera, dans ces conditions, entre 0 et 220 mA, car ce courant maximum est donné par :

$$I_{01} = \frac{44}{200} = 220 \text{ mA}$$

Etant donné que la bobine de déviation nécessite un courant beaucoup plus élevé (nous avons mesuré 540 mA) il est nécessaire d'intercaler un transformateur entre la bobine de déviation et le circuit anodique du tube. Le rapport de transformation pour le dispositif de déviation horizontale sera :

$$n = \frac{0,54}{0,22} = 2,5$$

L'emploi du tube 4654 donne un autre avantage, qui est celui de l'isolement parfait de l'anode. Cette dernière est sortie en haut de l'ampoule. La tension due à la self-induction de la bobine de déviation, pendant le temps de décharge du condensateur de la base de temps, ne pourra pas provoquer des amorçages d'arcs entre anode et masse. Cette tension due à la self-induction est très élevée, comme on peut le vérifier expérimentalement.

Au moment de la décharge de la triode à gaz, on trouve une différence de potentiel aux bornes de la bobine de déviation qui est :

$$L_1 \times \frac{di}{dt_2} = \frac{15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,54}{10^{-5}} = 800 \text{ volts}$$

Le temps de décharge, ou temps de retour, est égal à environ 1/100.000^e de seconde. On obtient ainsi une tension de 800 volts aux bornes de la bobine de déviation, soit une tension de 2.000 volts dans le circuit anodique du tube 4654.

Ceci montre l'utilité d'employer un tube avec sortie d'anode en haut de l'ampoule.

Après avoir calculé les principales données du système de déviation horizontale, nous allons maintenant déterminer celles du système de déviation verticale.

Le temps nécessaire à une seule exploration verticale est de 1/50^e de seconde. La puissance nécessaire pour cette même exploration sera :

$$W_0 = \frac{L_1 \times I_{01}^2}{T} = \frac{15 \times 10^{-3} \times 0,54^2}{1/50} = 0,22 \text{ watt}$$

On voit qu'il faut une puissance beaucoup plus faible pour une exploration verticale que pour une exploration horizontale.

Un tube genre EL3 peut déjà suffire.

Avec ce tube, on obtient facilement une variation de courant de 54 mA sans aucune distorsion gênante.

Le courant traversant la bobine de déviation verticale est également $I = 0,54 \text{ A}$; c'est-à-dire la même valeur que le courant parcourant la bobine de déviation horizontale.

Il sera indispensable, du moins en ce qui concerne notre réalisation, d'intercaler un transformateur de liaison entre bobine de déviation et circuit anodique du tube de la base de temps. Le rapport de transformation

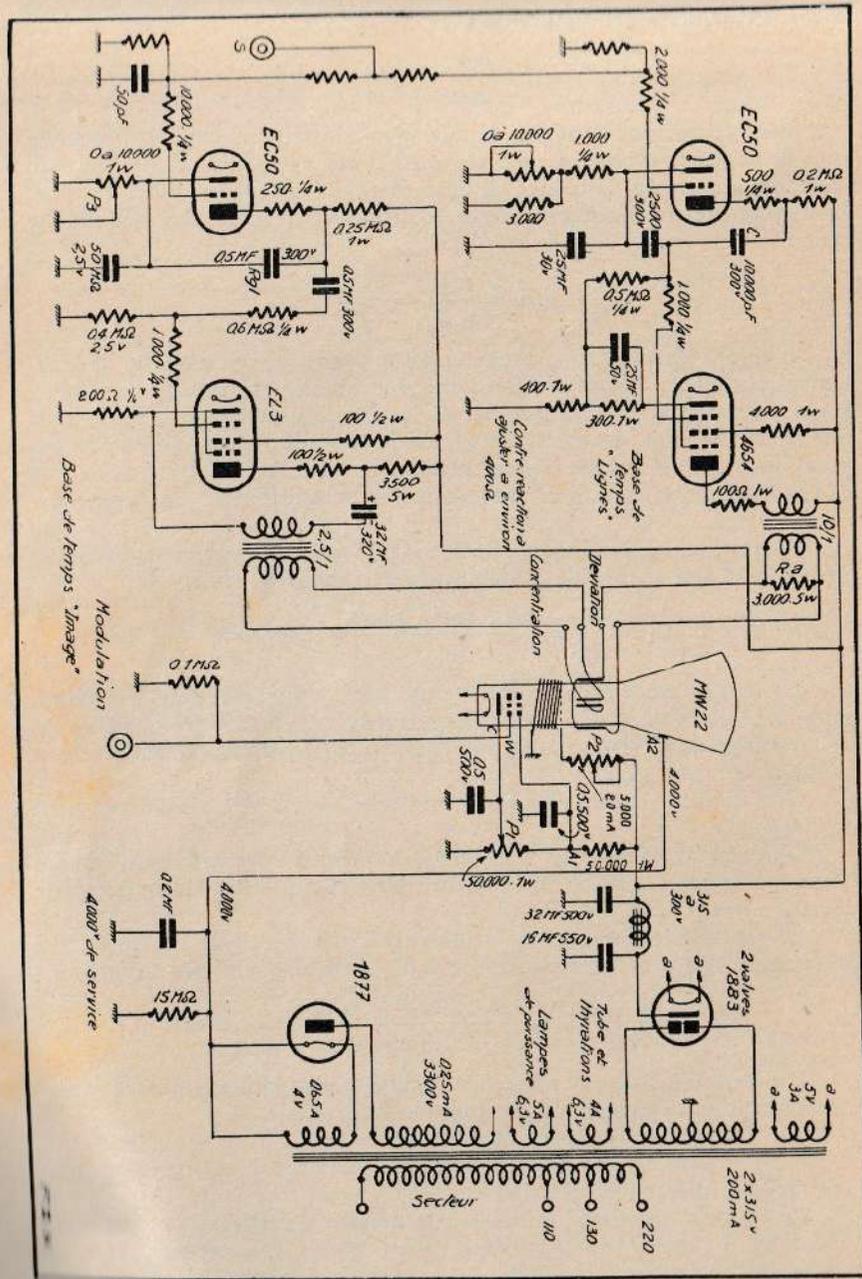
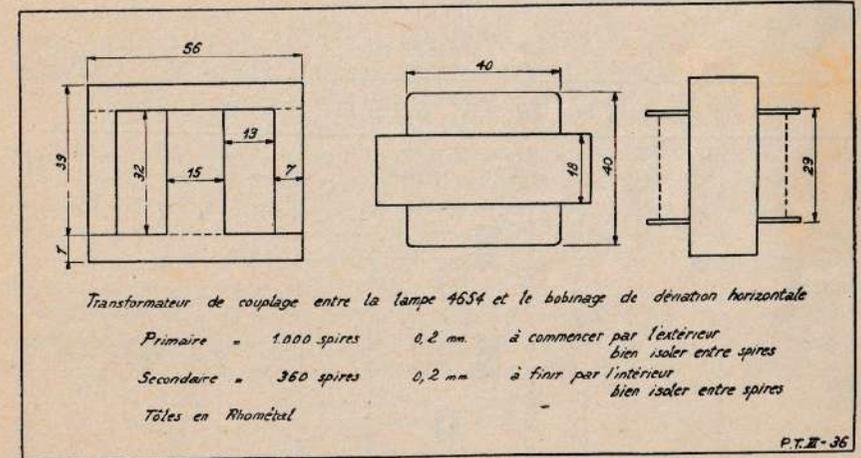
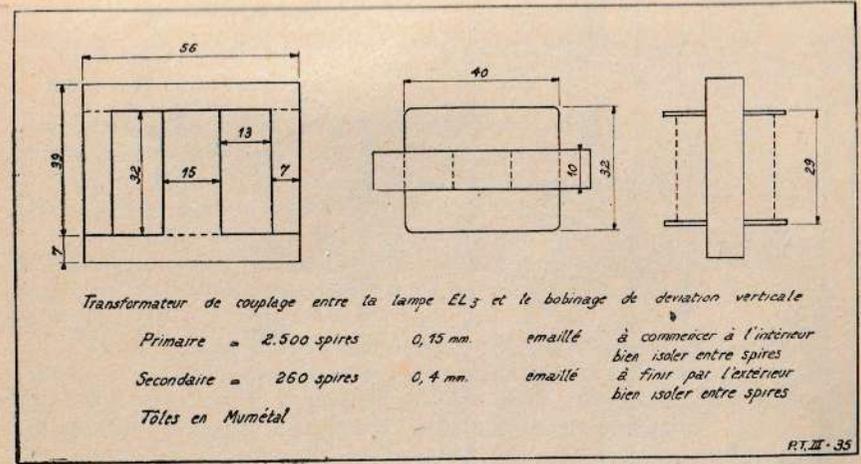


Fig. III-34

dans le cas du balayage vertical est donné par le rapport des courants primaire et secondaire. Ce rapport sera :

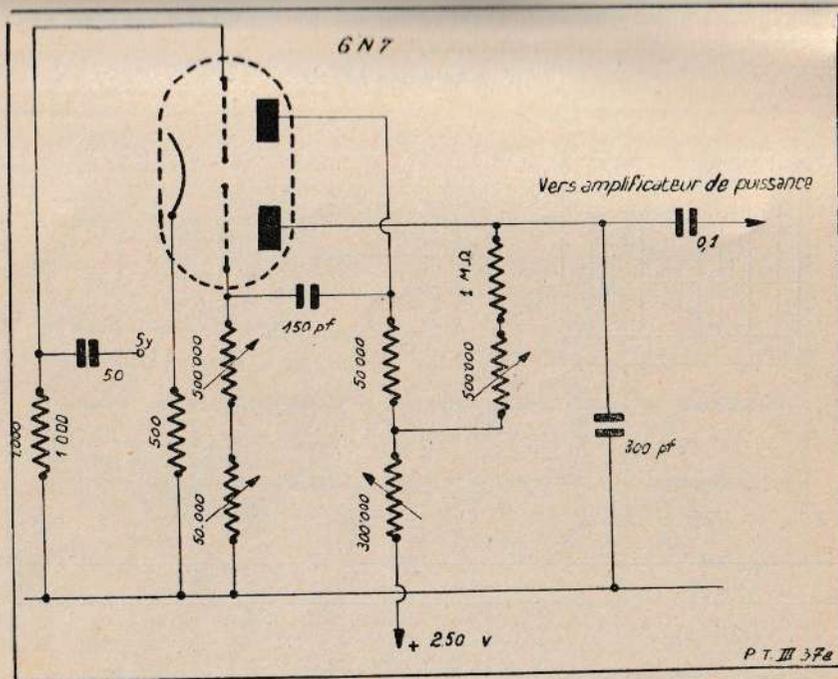
$$n = 0,54/0,054 = 10$$



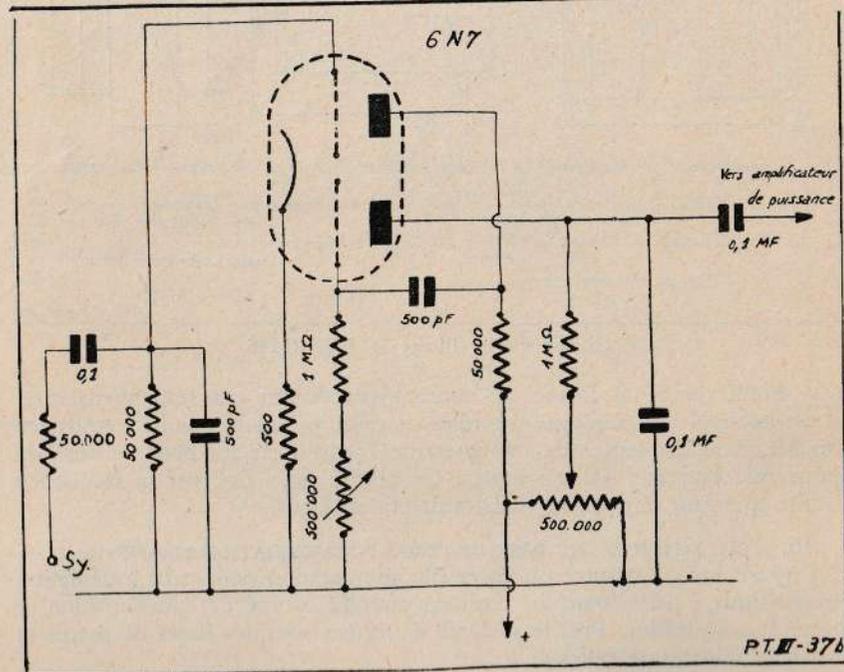
Ci-dessus Fig. III-35 et Fig. III-36

Etant donné la forme du courant parcourant ces transformateurs, il est nécessaire d'employer des tôles de toute première qualité : Anhyster ou Mumétal. Le temps de retour est de l'ordre de $1/100.000^e$ de seconde pour une émission de 455 lignes. Ce chiffre nous fixe sur la fréquence limite que l'on impose au transformateur de lignes.

16. RÉALISATION D'UNE BASE DE TEMPS POUR DÉVIATION MAGNÉTIQUE. — La figure III-34 montre un ensemble alimentation pour tube à déviation magnétique : haute tension, tensions pour la bobine de concentration et pour la polarisation. Puis le système d'alimentation des bases de temps et enfin le schéma de celles-ci.



en haut Fig. III-37 A en bas Fig. III-37 B



Le montage des triodes à gaz est classique. Les grilles peuvent être commandées par tout système séparateur dont l'étude sera faite dans un autre chapitre.

Les oscillations en forme de dents de scie produites sont appliquées aux lampes de puissance montées avec contre-réaction.

Les bobines de déviation sont reliées aux lampes par des transformateurs adaptateurs d'impédance. Les bobines les plus longues sont destinées à la déviation horizontale, elles doivent être montées de façon que le champ produit par les spires de la première bobine soit en phase avec le champ produit par la seconde, il faut que les courants traversant chaque bobine aillent dans le même sens vu d'un même côté.

Les bobines plus courtes qui doivent être logées entre les bobines de lignes sont destinées à la déviation verticale. Comme ci-dessus, il faut respecter le sens des connexions; si celles-ci sont inversées, il n'y a aucun balayage.

Noter qu'il faut aussi veiller au sens de branchement de la paire de bobines par rapport au secondaire du transformateur. Quand une image apparaîtra sur l'écran, si elle est inversée soit verticalement soit horizontalement, il faudra modifier le sens de ces branchements.

Les figures III-35 et III-36 montrent les cotes des circuits des transformateurs de couplage.

17. RÉALISATION D'UNE BASE DE TEMPS AVEC OSCILLATEUR A MULTIVIBRATEUR. — Les figures III-37 a et b montrent respectivement le schéma (1) d'une base de temps ligne et d'une base de temps image sans triode à gaz.

Ces deux appareils sont équipés d'une double triode 6N7. L'oscillation en dent de scie obtenue est appliquée à un étage amplificateur de puissance identique à ceux que nous avons décrits précédemment et qui étaient placés derrière une triode à gaz. Les ensembles représentés sont à traiter absolument comme ces tubes en ce qui concerne les éléments de liaison avec les plaques d'un tube à déviation électrostatique ou avec les bobines pour un tube à déviation électromagnétique.

Dans la base de temps ligne, on remarque dans le circuit grille d'une des triodes deux potentiomètres en série, l'un est le vernier de l'autre pour le réglage de la fréquence. Le réglage d'amplitude est assuré par le dosage de la valeur de la résistance placée dans le circuit anodique.

Pol Roissac
19, RUE JACQUET — HEURELEUX
TÉL. 0411861363

(1) Communiqué par le Laboratoire de « La Télévision Française ».

LA RÉCEPTION

LA DÉFINITION RELATION ENTRE LA NETTETÉ DE L'IMAGE ET LA FRÉQUENCE DE MODULATION

1. LE POINT. — Nous savons que la transmission d'une image n'est pas faite par le passage de toute sa surface en une seule opération, mais par l'exploration d'un certain nombre d'éléments en lesquels l'image est divisée fictivement. Chaque élément impressionne successivement l'appareil traducteur de lumière en courant, courant utilisé pour moduler l'émetteur. On désigne par *point* l'élément considéré.

D'une manière analogue, une photographie reproduite en simili-gravure grossière laisse apparaître un réseau de taches noires qui constitue la trame. Plus la trame est serrée, donc les points nombreux, plus la photo. impressionne l'œil favorablement. Une gravure d'un illustré périodique est plus jolie que celle d'un quotidien parce qu'elle comporte un nombre de points plus élevé.

Le point en télévision est une surface élémentaire très petite de dimensions déterminées par la définition classique : un point d'une image est une surface élémentaire carrée dont les côtés sont égaux à la largeur de la ligne d'exploration.

2. NOMBRE DE POINTS. FRÉQUENCE DE MODULATION. — Si l'image à passer est par exemple un échiquier, on conçoit que le courant photoélectrique sera un courant périodique. Mais dans la pratique, ce genre d'image n'existe pas. Le pinceau lumineux explorateur rencontre des points de tons différents et le courant engendré par l'organe traducteur lumière-courant sera de forme irrégulière. Le passage du pinceau sur une région de l'image de luminosité à peu près constante fournira de faibles variations de courant. Alors que le passage sur une partie où les contrastes lumineux sont très violents produira de brusques variations de courant.

Nous savons qu'une émission radiophonique où la modulation est faite en amplitude occupe dans l'éther une plage de fréquence qui s'étend de chaque côté de la fréquence de la porteuse, on dit qu'il existe de chaque côté de cette fréquence des bandes latérales. Il en est de même en télévision ; parfois dans cette dernière on ne conserve qu'une seule bande latérale.

La fréquence la plus basse à transmettre correspondrait à l'exploration

d'une surface de teinte uniforme : un mur lisse peint. Dans ce cas, le courant photoélectrique est constant, sa fréquence est zéro. Ce cas n'est pas à retenir, car il y aura toujours quelque chose devant le mur. Dans la gamme des fréquences basses à transmettre, il y a les signaux de synchronisation (parfois 25 c/s).

Une partie d'image très riche en détails peut amener des impulsions de courant à chaque point qui engendrent une variation d'intensité telle que chaque impulsion peut être considérée comme une demi-période de courant. La fréquence maximum du courant de modulation est égale à la moitié du nombre de points explorés par seconde.

Si M est le nombre de lignes, L la longueur de l'image, H sa hauteur, le nombre de points qui tiendra sur une ligne est $\frac{L}{H}$ fois M .

Pour l'image complète, le nombre de points est $M \cdot M \cdot \frac{L}{H}$.

Si N est le nombre d'images par secondes, le nombre de points transmis par seconde sera égal à : $M^2 \cdot N \cdot \frac{L}{H}$.

Et, étant donné que deux points successifs correspondent à une période de modulation, la fréquence de modulation la plus élevée sera donc égale à : $F_{\max} = M^2 \cdot N \cdot \frac{L}{H} \cdot \frac{1}{2}$.

Noter qu'il faut en plus transmettre des tensions continues. Une composante continue se produit du fait que des tensions alternatives résultant des différentes brillances des points image successifs n'oscillent pas autour d'un axe zéro déterminé comme c'est le cas avec la modulation due à la parole et à la musique.

Les fluctuations de l'intensité lumineuse se produisant pendant le balayage d'une ligne, ont des axes zéro différents non identiques à un zéro commun et dont il résulte des composantes de tension continue différentes. Il est donc nécessaire de tenir compte de ces composantes de tension continue lors de la transmission, car, si elles se perdaient dans un système amplificateur normal pour tension alternative, le fond se présenterait par exemple dans un éclairage faux.

Une prise de vue faite au clair de lune par exemple donnerait à la scène le même aspect que si elle était prise au soleil.

3. ETUDE SUR UNE ANALYSE SIMPLE. — Il s'agit de passer une image carrée représentée figure IV-1. Une moitié est noire, l'autre blanche. L'exploration est faite par lignes horizontales. Le courant photoélectrique résultant est représenté par la courbe A. On voit que la transition d'une valeur à l'autre n'est pas instantanée. Le faisceau électronique a une section non négligeable, un petit cercle représenté sur la figure, il ne passe pas instantanément du blanc au noir, les sommets maxima et minima de la courbe ne sont pas rectangulaires.

Le courant est périodique, sa fréquence est égale au nombre de bandes explorées par seconde puisque chaque bande d'exploration donne lieu à une période complète.

Si M est le nombre de bandes et N le nombre d'explorations par seconde, on aura $F = M \times N$. La forme du courant s'écarte beaucoup

de la sinusoïde. D'après Fourier, nous savons qu'il est possible de décomposer une grandeur qui varie selon une loi non sinusoïdale mais périodique en une somme de grandeurs sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples de la fréquence de la valeur considérée.

Donc, le courant de fréquence F peut être considéré comme étant la somme de courants sinusoïdaux de fréquence F , $2F$, $3F$, $4F$, etc... La courbe B représente le premier de ces courants dont la fréquence est égale à celle de l'onde fondamentale. Mais on devrait aussi dessiner les autres courants qui sont aussi importants pour que la courbe résultante soit fidèlement la reproduction de l'original.

Pour une exploration 180 lignes 25 images, la fréquence fondamentale est, pour le sujet qui nous intéresse :

$F = 180 \times 25 = 4.500$.
Les fréquences harmoniques sont : 9.000, 13.500, 18.000, etc...

Si l'amplificateur de l'émetteur ou celui du récepteur ne sont pas bien établis et ne laissent passer qu'une bande de fréquence trop étroite, de sorte que les fréquences harmoniques soient coupées, le courant dans le système détecteur du récepteur

variera selon une loi sinusoïdale et les teintes feront de même. L'image reproduite aura l'aspect montré dans le bas de la figure et ne ressemblera que de loin à l'image émise ci-dessus.

Mais, si les amplificateurs sont bien établis, on passera presque l'image originale, mais cependant la ligne de séparation ne sera pas absolument nette à cause de la largeur du faisceau explorateur. Il y aura un léger dégradé progressif du blanc au noir.

Cette étude montre deux choses :

a) La fidélité de reproduction dépend avant tout de la largeur de la bande de fréquence transmise et passée dans le récepteur.

b) Même pour passer convenablement une image aussi simple que celle transmise ci-dessus, il faut un émetteur et un récepteur à large bande passante. Nous voyons de plus que le nombre de points n'est pas seul à

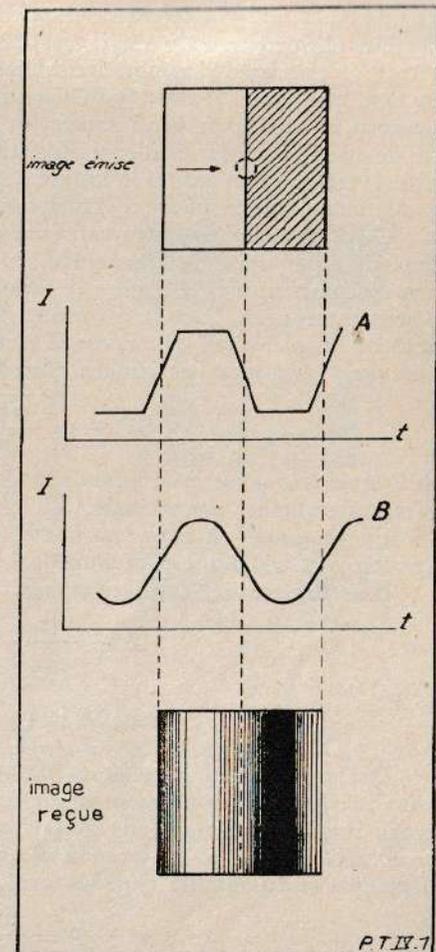


Fig. IV-1

$$M = \sqrt{\frac{2F \cdot H}{N \cdot L}}$$

EXEMPLES. — Les normes françaises fixées en 1938 sont :

Rapport hauteur / largeur = $\frac{4}{5}$, 455 lignes, interlignage, 50 demi-

images par seconde. Le nombre de points par image est :

$$(M \cdot M \cdot \frac{L}{H}) \text{ soit : } 455 \times 455 \times \frac{5}{4} = 258.440$$

Comme il y a 25 images par seconde, le nombre de points-seconde est : $258.440 \times 25 = 6.441.000$.

Un point étant émis par demi-période, les 25 images transmises à la seconde feront l'objet de :

$$\frac{6.441.000}{2} = 3.220.500 \text{ c/s.}$$

En fait, on n'a jamais à transmettre un échiquier infinitésimal parfait et l'expérience démontre que 2.500.000 c/s. sont un maximum pour les images finement divisées.

La bande de fréquence à transmettre est 2,5 mégacycles.

Supposons que l'émetteur soit réglé sur 100 mètres soit 3.000 kilocycles. Les bandes à transmettre couvriront :

$3.000 + 2.500 = 5.500 \text{ Kc/s}$ à $3.000 - 2.500 = 500 \text{ Kc/s}$ soit 54 à 600 mètres, soit une bande de fréquence où il serait possible de loger $\frac{5.500 - 500}{9} = 555$ stations de radiodiffusion ; la totalité de la bande

réservée à la radiodiffusion petites ondes serait absorbée.

Si tout ceci semble évident il existe un autre inconvénient à utiliser une porteuse de fréquence aussi basse. On sait qu'une onde porteuse ne peut transporter dans une seule de ses alternances plusieurs modifications de la modulation.

Il faut un certain nombre d'oscillations complètes de la porteuse pour transmettre en télévision un seul détail du signal image. La pratique a montré que sa fréquence doit être au moins 10 fois celle de la modulation. Si l'on compte sur une fréquence de modulation de 3 millions, il faudra une porteuse d'au moins 30 mégacycles (10 mètres).

L'émetteur de la Tour Eiffel fonctionne sur 46 mégacycles (6^m52). Cette courte longueur d'onde est imposée par la bande passante et par le transport d'une fréquence élevée de modulation, mais son rayonnement utilisable pour la réception d'images est limité à la visibilité directe.

5. LA SYNCHRONISATION. — A l'émission, le système explorateur analyse le sujet selon l'ordre déjà cité, arrivé à la fin de la première ligne, le système passe à la seconde, etc...

Il faut qu'à la réception la vitesse du déplacement du spot (fréquence de la base de temps) soit la même et que le passage de la première à la seconde ligne se fasse en même temps qu'à l'émission.

Pour arriver à ce résultat, l'émetteur envoie à ce moment précis un

signal de synchronisation appelé top de fin de ligne. Ce top après amplification dans le récepteur est appliqué à la grille de la triode à gaz par exemple, dont il provoque l'ionisation.

Quand le nombre de lignes fixé a été parcouru, le système explorateur entreprend une seconde analyse : la deuxième image. A la fin de la première image, l'émetteur envoie un top d'image de durée différente de celui du top de ligne. Ce top, à la réception, est appliqué après amplification à la grille de la triode à gaz de la base de temps dont il provoque l'ionisation, la charge du condensateur cesse, le spot n'est plus entraîné vers le bas et il revient en haut à gauche de la trame pour le passage de la seconde image.

Un système de filtre à résistance-capacité aiguille chaque top sur la grille à laquelle il est destiné.

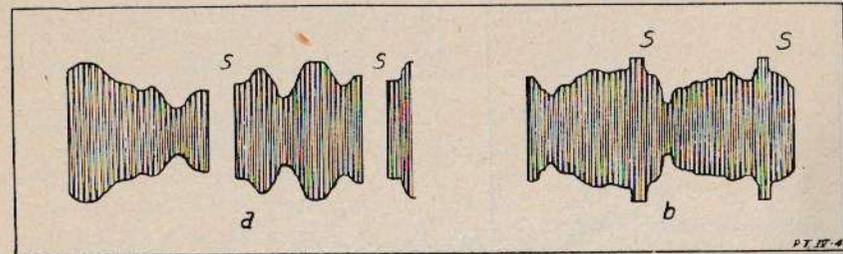


Fig. IV-4

La forme de l'onde transmise par l'émetteur est représentée figure IV-4 a et b, suivant le sens de la modulation. Les portions du diagramme marquées correspondent aux signaux de synchronisation.

En a, ils correspondent à une brusque coupure de la porteuse, en b, au contraire à une modulation à 100 % de cette porteuse. Le standard français correspond au cas a; le standard b est utilisé aux Etats-Unis, et en France par M. Barthélemy.

6. L'ACTION DU SIGNAL DE SYNCHRONISATION SUR LA TRIODE A GAZ. — Soit (fig. IV-5) V_a la tension anodique pour laquelle la décharge commence, elle est d'autant plus faible que V_g est moins négatif. Au début de la charge de C, début d'une ligne par exemple, la polarisation est -10 , ce qui permettrait à la tension de monter à 100 volts. Le condensateur se chargerait jusqu'à 100 volts si rien n'intervenait au cours de sa charge.

Mais à un moment donné, le top intervient sous forme d'une impulsion positive de 8 volts sur la grille, alors la durée de charge est abrégée.

La caractéristique de la triode à gaz nous montre que pour $V_g = -10 + 5 = -5$ volts, il y a ionisation pour $V_a = 30$ volts.

On voit que, pour le dosage de l'amplitude de cette tension grille additionnelle, on peut régler la durée de la charge donc la longueur du déplacement du spot sur l'écran ou par exemple d'une ligne du balayage.

Noter que si l'on utilise une base de temps à tube à vide le signal de synchronisation doit être de sens opposé, donc dans le sens négatif.

Nous remarquons sur la figure que le retour de la tension à sa valeur origine ne se fait pas en un temps nul, la valeur t du temps de retour doit être aussi faible que possible. Sa grandeur dépend des constantes des cir-

cuits de la triode à gaz et en outre, en déviation magnétique, de la nature des bobines de déviation.

7. SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION DES SIGNAUX D'IMAGE. — Le courant détecté a la forme indiquée figure IV-6. Les signaux de modulation qui donnent les teintes ont une amplitude comprise entre 30 et 100 % de l'amplitude totale.

Les signaux de synchronisation occupent l'espace compris entre

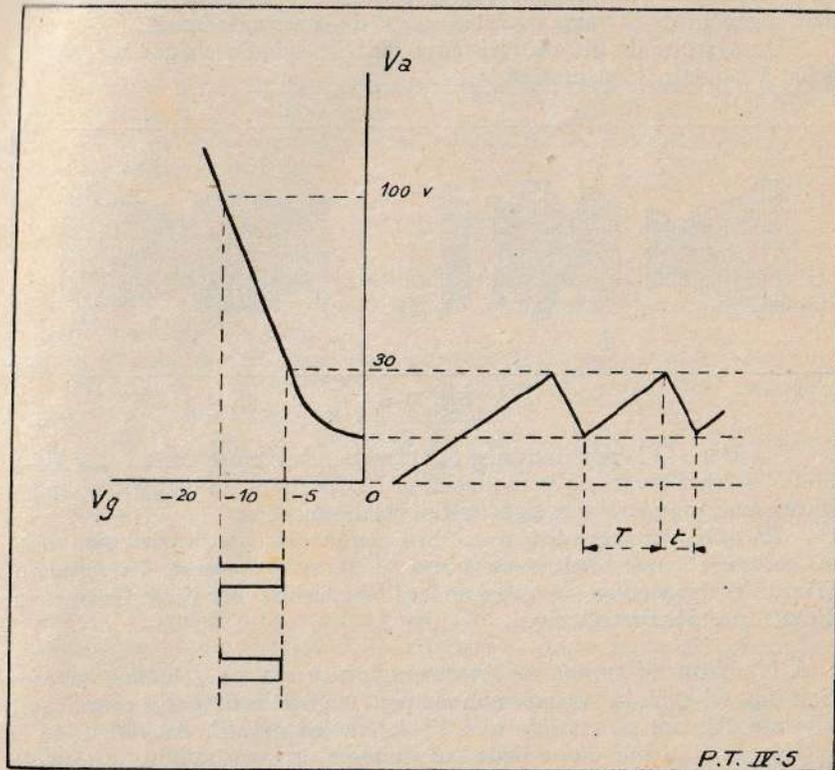


Fig. IV-5

30 % et 0 ou coupure de la porteuse. Ce système de modulation est dit modulation positive ou « dans le blanc » par opposition à la modulation négative ou « dans le noir », dans laquelle les signaux de synchronisation correspondent à une modulation de 100 % alors que les blancs de l'image tendent vers la suppression de la porteuse.

Nous nous occuperons seulement de la modulation positive qui paraît être adoptée en Europe. Les mêmes raisonnements peuvent s'appliquer à la modulation négative, il suffit d'inverser la polarité.

Comme le montre la figure, les signaux de synchronisation sont des ondes à front raide de durée différente pour la fin de ligne et pour la fin d'image.

Plusieurs systèmes sont utilisés pour la séparation des signaux de

synchronisation et d'image. Nous décrirons d'abord le procédé mis en application dans le récepteur Philips (fig. IV-7).

Les signaux sont appliqués à la grille d'une pentode à travers C et R_s . La grille est polarisée par une résistance de cathode.

Supposons qu'il n'y ait pas de signal image et qu'entre a et b il n'existe qu'un signal de synchronisation d'amplitude égale à la polarisation. Alors, entre les signaux de synchronisation, la tension grille devient nulle et donne une pointe négative.

Si en même temps que le top arrive un signal image, il faut que l'allure du potentiel de grille ne change pas. Le signal image rend la grille positive et le courant grille circule, la résistance grille-cathode devient plus petite par rapport à R_s et seule une petite partie de la tension a b se trouve appliquée à la grille par suite du courant de grille, la polarisation initialement choisie n'existerait plus. Chaque fois que cette tension grille devient

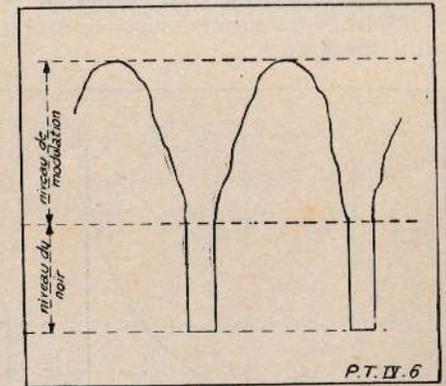


Fig. IV-6

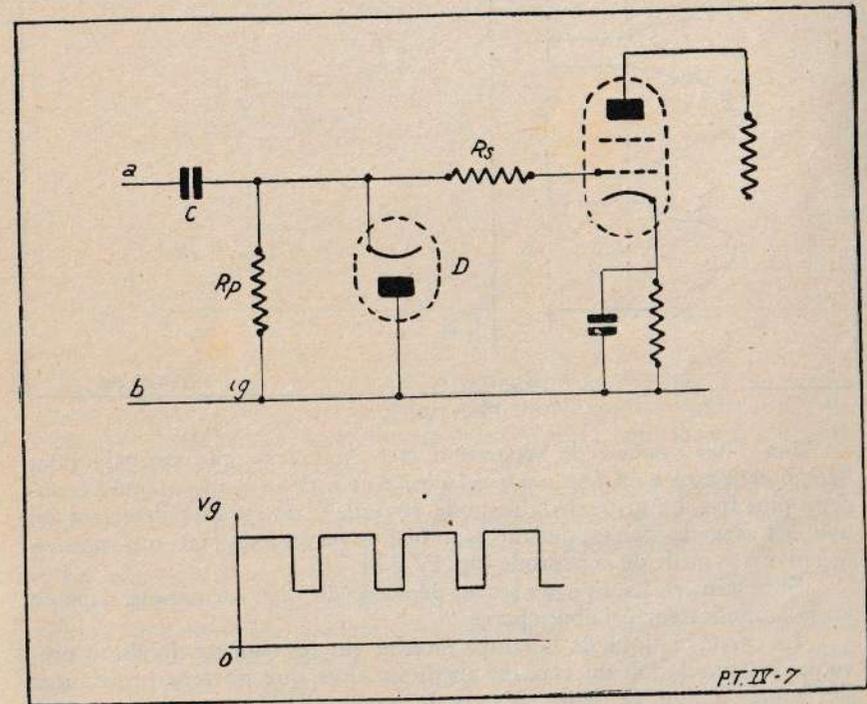


fig. IV-7

positive, un courant naît qui charge C, de sorte que, sans précaution spéciale, la tension moyenne de grille diminuerait continuellement.

Pour éviter cela, on branche une diode D en parallèle sur R_p ; cette diode fait s'écouler de suite la charge de C dès que le potentiel de l'armature de ce condensateur devient négatif par rapport à l'anode de la diode. L'influence du signal image sur l'allure de la tension de commande est ainsi éliminée.

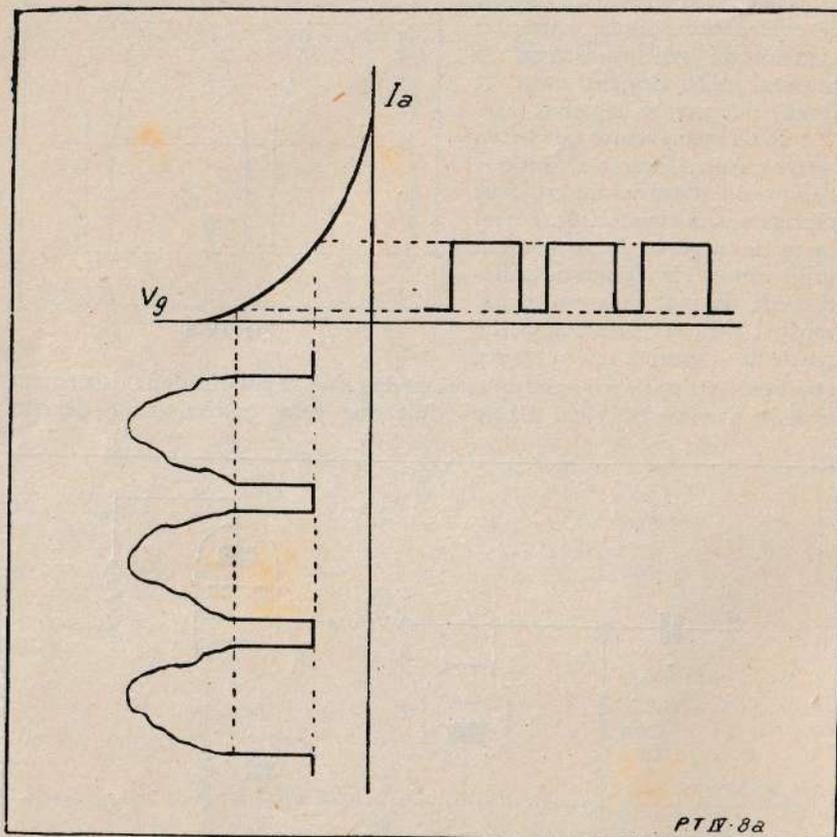


Fig. IV-8 A

Un autre système de séparation met en œuvre une pentode dont l'écran est porté à un fort potentiel positif et l'anode à un potentiel beaucoup plus bas. La grille de la pentode est relié à un système détecteur tel que les signaux correspondant aux blancs communiquent une tension négative à la grille de la pentode (fig. IV-8 a).

Si besoin est, les signaux seront déphasés de 180° par passage dans un étage amplificateur à faible charge.

La caractéristique de la lampe montre que les signaux de vision provoquent l'annulation du courant anodique alors que les tops provoquent son augmentation. Seuls les signaux de synchronisation apparaissent dans le circuit d'anode pour être transmis aux bases de temps.

Dans le cas d'une modulation positive prise directement sur la résistance de détection avec cathode « en l'air » on utilisera un montage de la pentode avec grille non polarisée. Le courant de grille circulant dans la résistance de grille assure l'écrêtage des signaux de modulation (fig. IV-8 b).

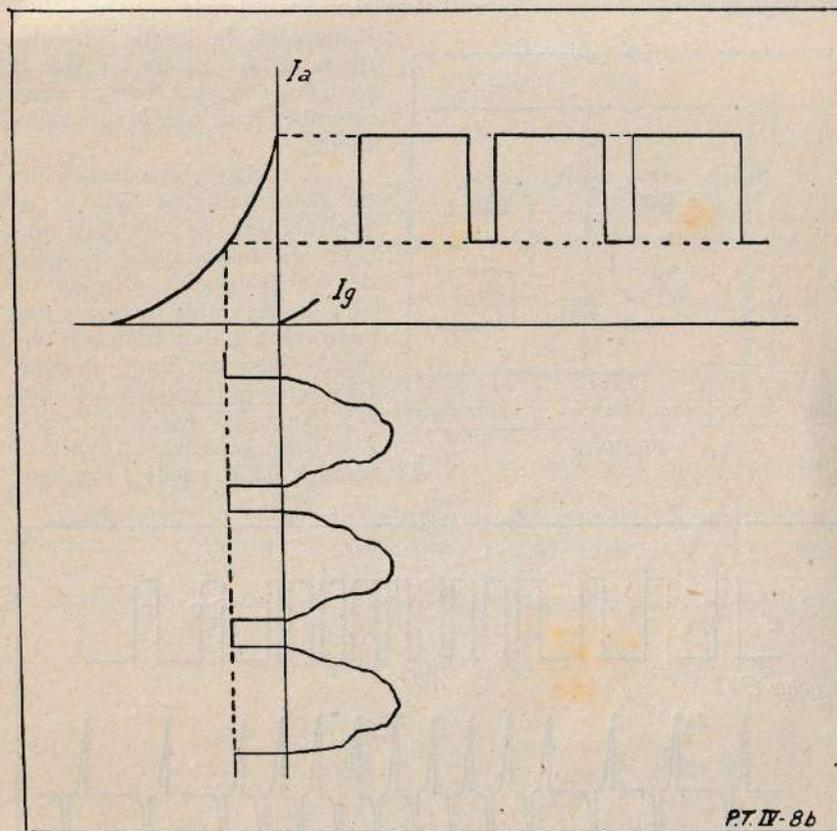


Fig. IV-8 B

8. SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION ENTRE EUX. — Les signaux d'image ont une durée 40 fois plus grande que les signaux de ligne, c'est cette différence de durée qui est mise à profit pour la séparation des deux catégories de signaux.

Un des dispositifs les plus utilisés est représenté figure IV-9, son fonctionnement est le suivant : si l'on applique brusquement une tension E sur un système résistance-capacité, qu'on la coupe immédiatement après, si les valeurs de R et C sont convenables, on ne trouve la tension qu'aux bornes de R, car C n'a pas eu le temps de se charger. Par contre, si la tension reste constante pendant quelques instants, C se charge à travers R et l'on trouve toute la tension sur C. Le premier circuit constitue un filtre passe-haut pour la ligne, le second un circuit intégrateur pour l'image.

La figure IV-10 a représente la forme des signaux de synchronisation appliqués en E, en b nous voyons la forme de la tension qu'on relève entre

grille de la triode à gaz et masse ; C montre la même tension pour le côté image.

A chaque top de ligne, la courbe *b* présente une pointe de tension. Le nombre de pointes de tension est double pendant le signal de synchronisation d'image, ce n'est que chaque deuxième pointe qui provoque

l'amorçage, la pointe intermédiaire ne sert pas du fait que la tension n'est pas encore assez retombée pour que le tube fonctionne.

Lors du passage des signaux de synchronisation ligne, *c* ne présente que des pointes de tension peu importantes, le signal de synchronisation d'image de plus grande durée provoque une augmentation de tension telle que le tube s'amorce. En *b*, les pointes positives provoquent à chaque fois l'amorçage, les pointes négatives sont sans effet. La synchronisation de la triode à gaz ligne

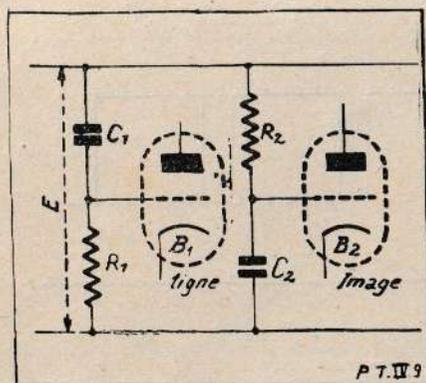


Fig. IV-9

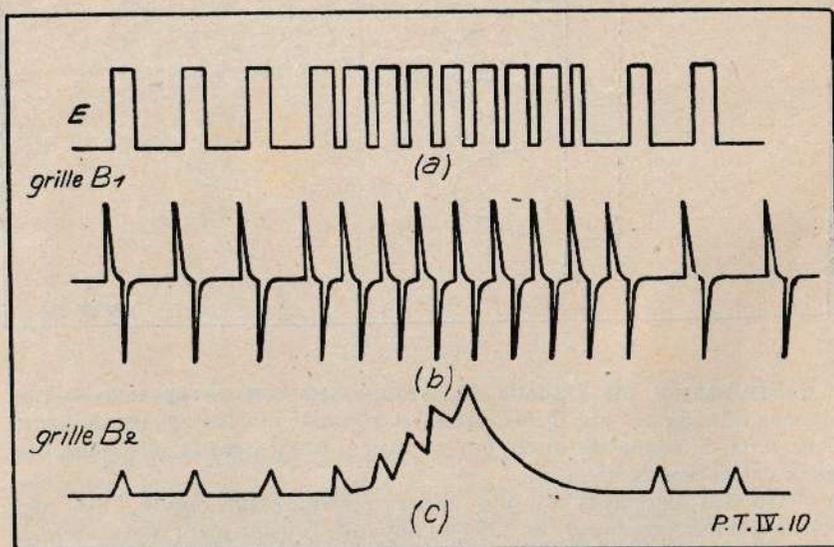


Fig. IV-10

est entretenue pendant le signal de synchronisation image dont la durée correspond à celle de 4 périodes de ligne.

9. LA RÉCEPTION AVEC LE DISQUE DE NIPKOW. — On place derrière la spirale perforée du disque une source de lumière modulée constituée par un tube au néon à plaque plate.

L'opérateur regarde cette plaque à travers les trous de la spirale.

Si le disque récepteur tourne bien en synchronisme avec le disque émetteur, l'œil apercevra à un instant t_1 par un des trous de la spirale le point de l'image exploré à l'instant t_1 à l'émission.

On peut obtenir des images de 20 à 40 $\frac{m}{m}$ de côté. On utilise un objectif pour agrandir cette image.

Il y a autant de trous que de lignes de trame dans l'image. Le nombre de lignes qu'il est possible d'atteindre ne dépasse pas 60.

Le synchronisme est réalisé à l'aide d'une roue phonique calée sur l'arbre du moteur d'entraînement et alimentée par la tension de synchronisation.

Un autre procédé consiste à utiliser à l'émission et à la réception un moteur asynchrone synchronisé alimenté par le réseau. Si les distributions sont communes ou que les réseaux sont interconnectés, la condition recherchée est atteinte.

Pour le cadrage, on peut tout simplement procéder au freinage du disque à la main.

10. LA RÉCEPTION AVEC LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES. — Nous savons que l'intensité lumineuse produite par le spot est d'autant plus grande que la tension négative appliquée au wehnelt est plus faible.

Réglons cette tension par exemple à -30 volts, pour que le spot soit tout juste visible sur l'écran.

Appliquons sur la paire de plaques horizontales la tension issue d'un générateur d'oscillations de relaxation, une ligne droite apparaît sur l'écran.

Supposons que chaque fois que le spot a parcouru 1 centimètre, nous

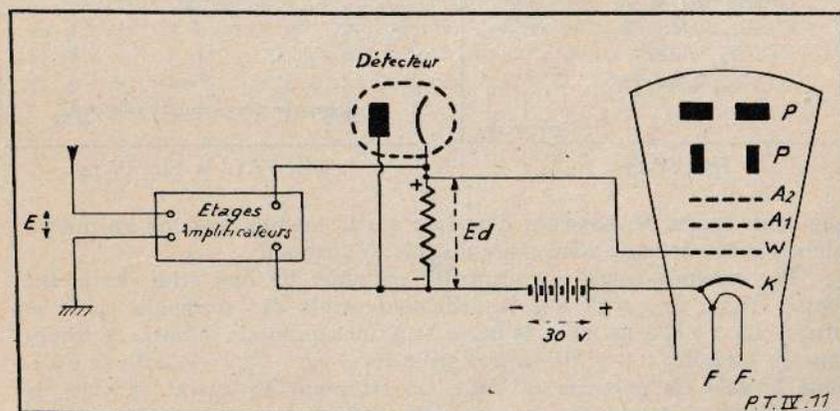


Fig. IV-11

appliquons au wehnelt une impulsion positive de 10 volts, nous verrons à chaque centimètre un point lumineux.

Si le wehnelt est connecté à la sortie d'un récepteur (fig. IV-11) dont l'étage détecteur est monté de façon qu'à tout accroissement de l'amplitude de la tension *E* recueillie par l'antenne corresponde une augmentation

dans le sens positif de la tension détectée E_d , ces variations d'amplitude créeront des blancs et des noirs sur l'écran.

L'émetteur est constitué de façon que l'amplitude de la porteuse

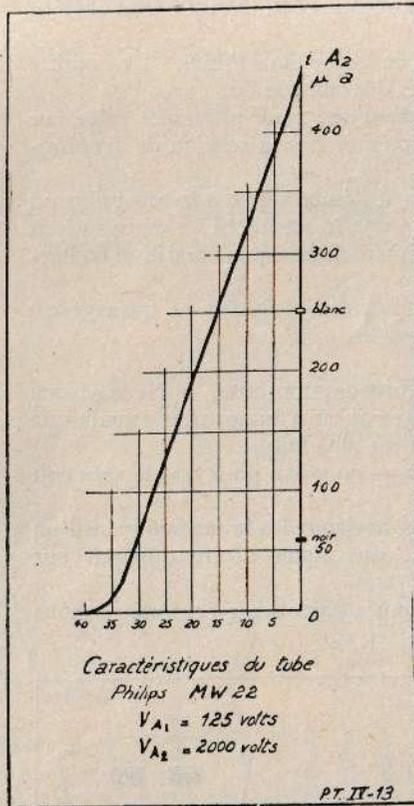


Fig. IV-13

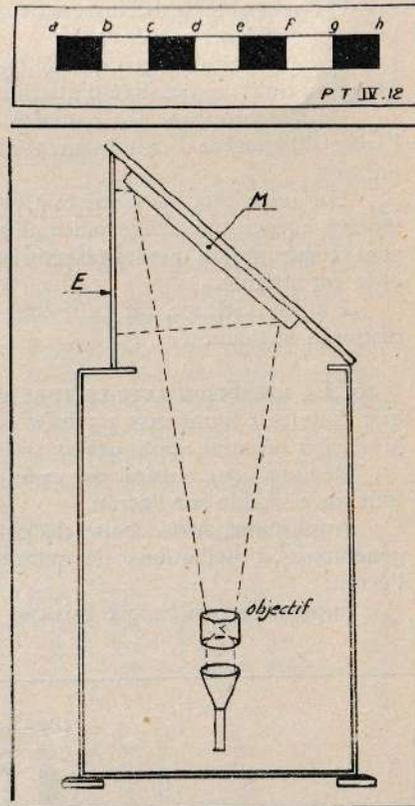


Fig. IV-12 et Fig. IV-14

augmente quand le dispositif d'analyse qui le module (comme un microphone) rencontre une zone claire du sujet à analyser.

Par exemple : soit à transmettre un objet tel que celui représenté figure IV-12, une règle sur laquelle sont peints des rectangles noirs et blancs. De a à b , zone noire, la porteuse à une amplitude réduite, au récepteur, E_d est faible : $+3$, (la tension grille est $-30 + 3 = -27$) ; de b à c , zone blanche, la porteuse est forte, au récepteur E_d atteint 15 volts, la tension grille est alors : $-30 + 15 = -15$ volts et le courant dans le faisceau est $250 \mu A$, alors que pour le noir, il n'atteint que $60 \mu A$, pour -27 volts.

Pendant la durée de l'exploration, entre b et c , un blanc apparaîtra sur l'écran comme entre d et e , f et g .

La figure IV-13 nous montre les variations de V_g , pour une condition de réception donnée, les points marqués blanc, noir, sont atteints pour les cas de teintes extrêmes d'un objet passé, entre ces deux valeurs prennent

place toutes les teintes qu'on rencontre entre le noir et le blanc dans l'analyse des objets ou sujets divers.

Nous verrons par la suite plus en détail comment à l'émission et à la réception se produisent ces variations de courant et de lumière.

11. LA RÉCEPTION PAR PROJECTION. — De bons résultats ont été obtenus pour la réception par projection avec le dispositif mécano-optique de Scophony ; mais le système à tube à rayons cathodiques est appelé, grâce à sa simplicité et à ses possibilités, à éliminer les systèmes mécaniques.

La réception par projection s'impose même pour la télévision familiale. Un diamètre de 35 à 40 cm est un maximum pour un tube à rayons cathodiques. Les grandes dimensions du tube imposent une courbure de la paroi sensible qui amène une déformation de l'image.

Dans un appartement, un écran de 40×50 cm est suffisant, car il faut placer les spectateurs à environ 5 à 10 fois la largeur de l'image.

Aux Etats-Unis, des démonstrations de télévision ont été faites dans une grande salle sur un écran de 4×6 mètres. Le tube utilisé était alimenté sous 60.000 volts.

12. DESCRIPTION D'UN RÉCEPTEUR A PROJECTION PHILIPS. — Le tube employé est un Philips MS 11-1. Le diamètre de l'écran est de 10 cm. La surface de l'écran au lieu d'être convexe est concave pour amener une compensation optique de la courbure de l'écran. Le spot atteint un diamètre de $0,1 \frac{m}{m}$. C'est un tube à déviation et à concentration électromagnétiques.

L'alimentation haute tension est enfermée dans une cuve d'acier. La tension est fournie par un redresseur doubleur de tension équipé de deux tubes Philips 1878.

Le tube est placé verticalement dans la partie inférieure du meuble. Au dessus de l'écran est disposé un objectif ~~stigmatique~~ stigmatique de grande qualité : $F = 1,9$. L'image est formée sur un miroir M en verre argenté incliné à 45° et projetée sur un écran E en verre dépoli (fig. IV-14).

LE RÉCEPTEUR

1. PRINCIPES. — En téléphonie, la porteuse est modulée par un courant dont la fréquence varie entre les deux limites suivantes : 30 et 4.500 périodes. Des soins spéciaux doivent être apportés à l'établissement des bobinages pour que soit respectée la reproduction des fréquences élevées, les circuits basse fréquence doivent être établis pour que les fréquences les plus basses arrivent au haut-parleur sans affaiblissement notable.

Dans le cas de la télévision, la porteuse est modulée par un courant de fréquence variable, mais là, la plage de fréquence couverte est beaucoup plus étendue : 50 à 2 ou 3 millions de périodes. Le problème est de ce fait plus compliqué et nous allons voir qu'un récepteur pour télévision, s'il s'appuie sur les mêmes principes fondamentaux que le récepteur de radio-

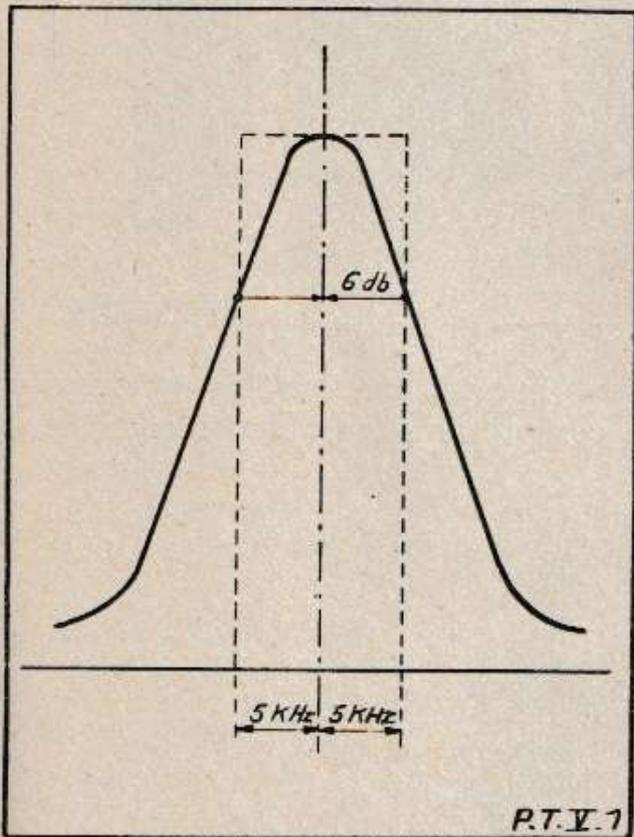


Fig. V-1

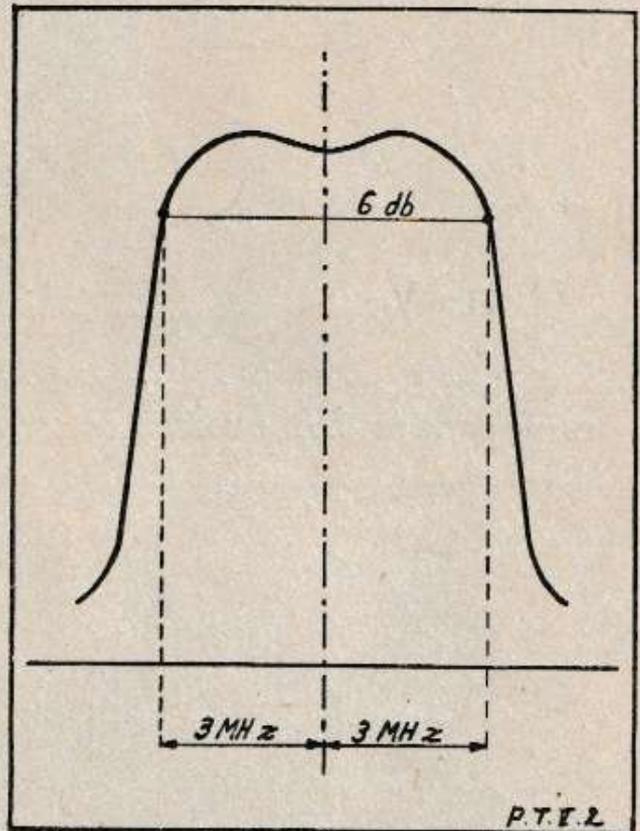


Fig. V-2

phonie, en diffère beaucoup sur le plan du matériel utilisé et des circuits de couplage.

La courbe de sélectivité d'un récepteur de radiophonie se présente sous

l'aspect montré figure V-1, celle d'un récepteur de télévision affecte la forme représenté figure V-2. Dans un cas, comme dans l'autre, on cherche à se rapprocher de la courbe à branches verticales.

En reproduction musicale, si les fréquences élevées ne sont pas reproduite par le fait de la suppression des extrémités des bandes latérales, l'audition semble « plate » et s'éloigne énormément de la réalité. L'affaiblissement sur les extrémités des bandes latérales en télévision amène une perte dans les détails de l'image.

On qualifie de tension basse fréquence la tension recueillie, après détection, dans un récepteur de radiophonie; cette même tension dont la fréquence peut être comprise entre 50 périodes et 2 ou 3 mégacycles, en télévision, prend le nom de tension à vidéo-fréquence.

Un récepteur de télévision peut être réalisé sur le principe du superhétérodyne ou de l'amplification directe. C'est le premier type qui est le plus utilisé.

2. MODULATION EN POSITIF, MODULATION EN NÉGATIF. — On utilise à l'émission, en télévision, deux procédés pour moduler la porteuse. En Europe, on utilise le plus souvent la modulation en positif, les maxima du courant correspondent aux blancs de l'image (fig. V-3).

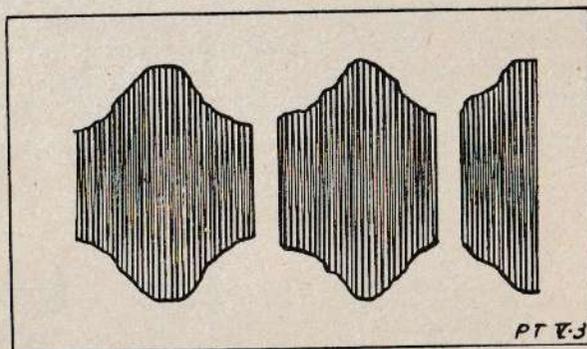


Fig. V-3

Aux Etats-Unis on procède en sens inverse, ce sont les noirs qui correspondent aux maxima de courant, compte non tenu des signaux de

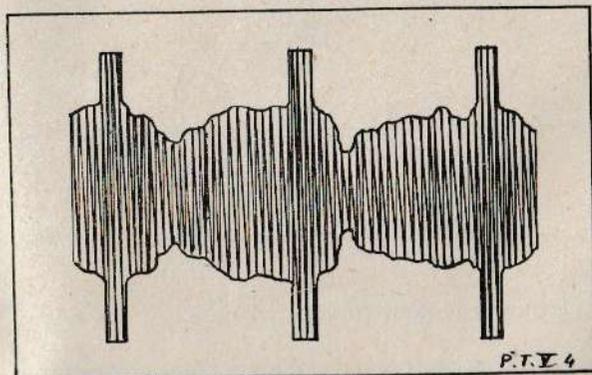


Fig. V-4

synchronisation qui atteignent l'amplitude de 100 % (fig. V-4). En France Barthélemy préconise ce sens de modulation.

Dans le premier cas, les signaux de synchronisation correspondent à la coupure de la porteuse.

3. DÉTECTION. — On conçoit qu'étant donné que le cylindre de Wehnelt doit recevoir pour un blanc une impulsion de tension positive, il faudra un système détecteur adapté au sens de modulation utilisé à l'émission.

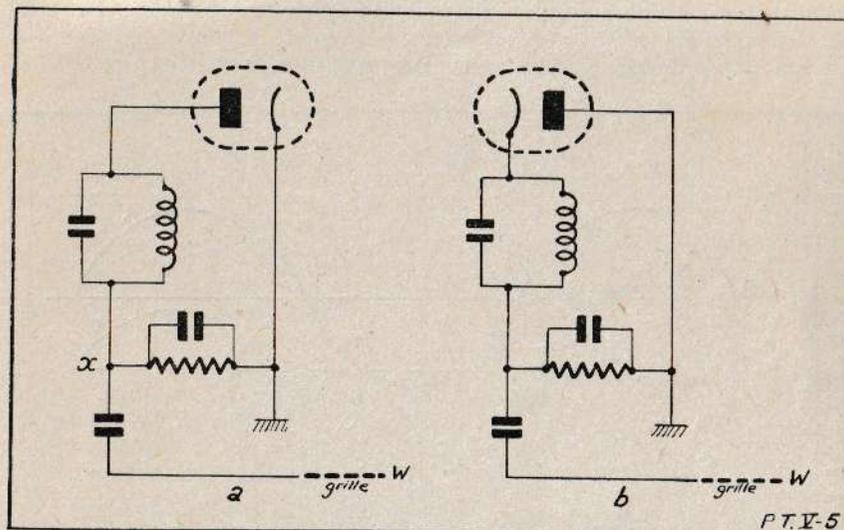


Fig. V-5

Dans le cas d'une modulation positive et de l'utilisation du montage représenté figure V-5 a, on recueille en x une impulsion négative pour un blanc de l'image donc un noir à la reproduction si le tube est relié directement en x. Il faudra utiliser le montage donné en b, alors, le sens convenable est obtenu pour la modulation du wehnelt. Ce dispositif est moins recommandable que le précédent à cause de la capacité cathode-masse, on réduira de quelques picofarads la valeur du condensateur placé en parallèle sur la résistance de détection.

Dans une réalisation, il faut, si l'on emploie un étage vidéo-fréquence tenir compte du fait qu'un étage amplificateur inverse la phase de 180° . Donc, dans le cas d'une modulation positive, le récepteur étant équipé d'un étage à vidéo-fréquence, il faut pour la détection utiliser le montage a qui donnera pour un blanc un moins sur la grille de l'étage à vidéo-fréquence et sur sa plaque un plus.

Les schémas de réalisation donnés nous montrent dans les circuits détecteurs des résistances de charge de très faibles valeurs. Nous verrons au paragraphe traitant des amplificateurs les raisons qui motivent l'emploi de valeurs aussi faibles pour la charge et la capacité placée en parallèle sur cette dernière. L'étendue de la plage de fréquences à transmettre impose de telles valeurs.

On utilise pour équiper les récepteurs de télévision à l'étage détecteur

des diodes spéciales à faible parcours électronique et à haut rendement.

Le rendement d'une diode est exprimé par le rapport :

$$\frac{\text{tension redressée}}{\text{amplitude tension alternative}}$$

Il est de 37 % pour une diode classique et de 58 % pour la diode EA50 Miniwatt.

4. LA COMPOSANTE CONTINUE, SA RESTITUTION. — Le traducteur lumière-courant permet d'obtenir un courant dont la forme est représentée figures V-6 par exemple. Si la prise de vue est faite en plein soleil, la courbe représentant ce courant est donnée en A, sa valeur moyenne est représentée en trait plein.

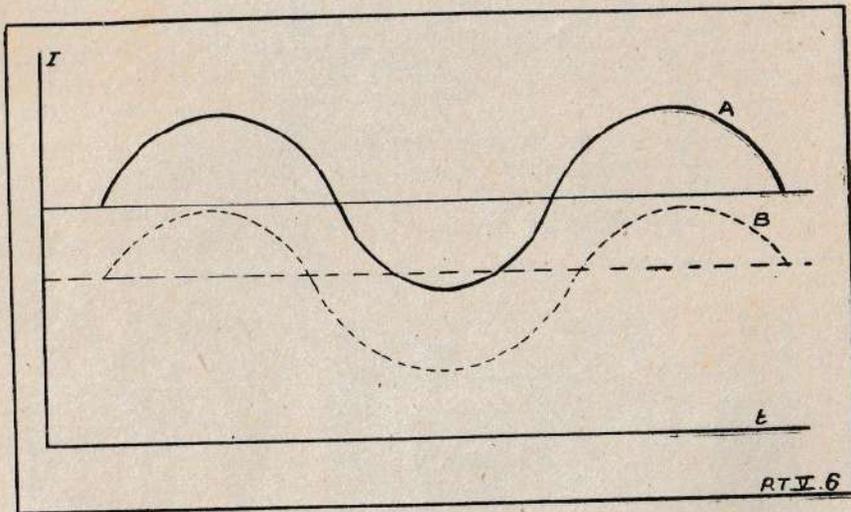


Fig. V-6

Supposons que la même prise de vue soit faite à la tombée de la nuit, il est évident que le sujet restant le même, la courbe du courant aura la même forme. La valeur du courant moyen est tracée en tirets, on voit qu'elle a changé.

Si l'on veut à la réception pouvoir apprécier si une prise de vue est faite à midi ou le soir, il faut que la valeur du courant moyen se retrouve au récepteur. Pour transmettre ce courant moyen il faudrait des amplificateurs à courant continu.

On opère en pratique avec des amplificateurs à courant alternatif et par un artifice spécial on rétablit le courant continu avant l'attaque de l'émetteur en prenant la moyenne des courants d'image, on fait traverser une résistance par ce courant, on obtient une chute de tension dont on se sert par exemple pour commander la polarisation des lampes amplificatrices.

A la réception, le procédé est le même, on fait agir la tension moyenne, retrouvée grâce à un détecteur, sur la valeur de la polarisation du cylindre de Wehnelt de façon que la lumière moyenne suive les fluctuations du courant moyen.

Si le récepteur est très sensible, il est possible de relier le wehnelt

directement à la résistance de détection, sa polarisation suivra bien les variations de tension continue recueillies aux bornes de cette résistance (fig. V-7).

Quand un étage à vidéo-fréquence doit être utilisé, il faut détecter la tension qui sort de cet étage et utiliser la tension continue obtenue pour la commande de la polarisation du wehnelt (fig. V-8).

5. QUALITÉS D'UN BON RÉCEPTEUR. — La bande passante totale mesurée entre antenne et wehnelt doit atteindre 2 à 3 mégacycles. Une telle largeur de bande ne peut être obtenue qu'avec des étages nombreux, des circuits amortis, désaccordés par rapport à la fréquence de base. Pour conserver une bande passante acceptable, on est conduit à amortir les circuits ce qui entraîne, nous le savons, une réduction de l'impédance donc du gain de l'étage; pour compenser, on augmente le nombre d'étages, mais la bande passante se rétrécit alors; il existe donc un nombre optimum d'étages équipés avec des lampes à forte pente.

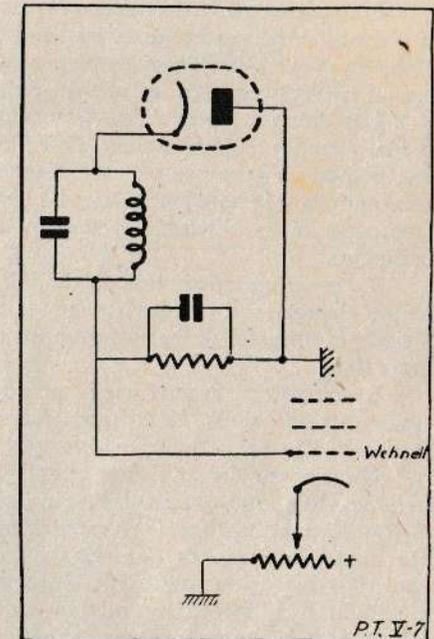


Fig. V-7

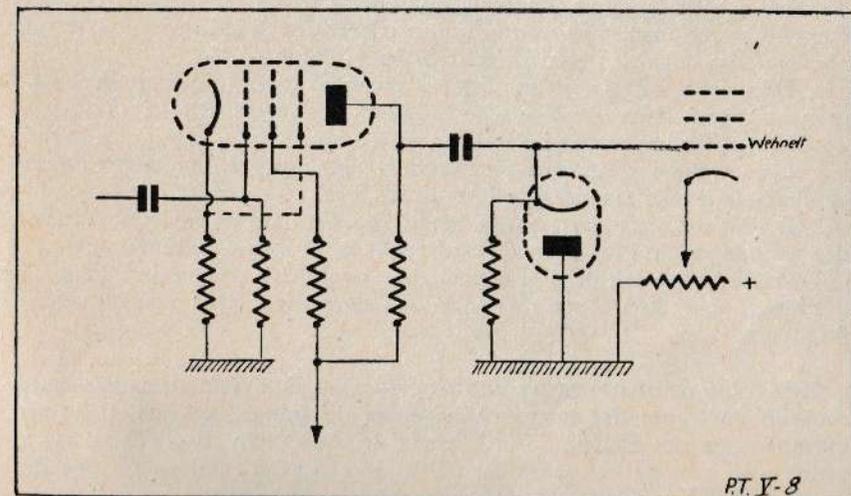


Fig. V-8

La tension de sortie doit atteindre 25 volts afin de pouvoir moduler à fond un tube normal.

Un étage haute fréquence équipé par exemple d'un tube à émission secondaire est souvent utile, il permet une notable diminution du bruit de fond.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire peut être exécuté avec des circuits-bouchons situés dans les anodes des lampes, désaccordés convenablement, ou avec des filtres à trois enroulements ou encore avec une combinaison d'étages équipés les uns du premier, les autres du second système.

Les circuits haute fréquence sont en général suffisamment amortis par la présence de la résistance d'entrée de la lampe qui les suit. A 46 Mc/s une pentode à forte pente a une résistance d'entrée de 2.000 ohms. Comme les circuits à fréquence moyenne, les circuits haute fréquence seront réalisés sans capacités parallèles, uniquement avec réglage du coefficient de self-induction.

Le couplage entre l'anode du tube haute fréquence et la grille de la lampe changeuse de fréquence est assuré par un ensemble résistance dans l'anode et capacité de liaison avec un circuit accordé par variation de self-induction.

Le circuit est amorti par la résistance qui a seulement une valeur de 1.000 ou 2.000 ohms. Noter que le circuit accordé est ici moins amorti que le circuit d'entrée, car il ne subit pas l'influence de l'antenne.

Nous avons dit qu'il faut chercher le maximum de gain d'étage tout en plaçant comme charge dans ceux-ci des circuits accordés. Il faut pour réaliser l'accord utiliser des capacités extrêmement faibles, on se contentera des capacités parasites (lampes, câblage) qui peuvent atteindre 30 pF. Pour une largeur de bande donnée, le gain d'étage est inversement proportionnel à la capacité d'accord. Un condensateur d'appoint peut réduire le gain d'un étage de 75 %. Pour 4 circuits, le gain serait réduit de $0,75 \times 4 = 0,3$ de la valeur obtenue sans capacité.

La valeur de la fréquence intermédiaire doit être judicieusement choisie. Il faut la situer en dehors des gammes où se trouveraient des émetteurs régionaux puissants qui, malgré des blindages, pourraient apporter des champs indésirables dans les circuits.

De plus, il faut éviter que des harmoniques de la fréquence intermédiaire tombent dans la plage d'accord. Par exemple, si celle-ci va de 45 à 47 Mc/s, il faudra écarter les valeurs 22,5 à 23,5; 15 à 15,6; 11,2 à 11,7.

Une erreur dans ce sens peut produire une perturbation dans l'image comparable à celle amenée par le bruit de fond.

Il n'est pas intéressant que la bande passante dépasse la valeur demandée par l'émission. Plus la bande est large plus on risque de brouillages.

Une incorrection dans la courbe de réponse des circuits précédant la détection peut être compensée par une correction dans l'étage vidéo-fréquence.

6. L'ÉTAGE DE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE. — Des résultats satisfaisants sont obtenus avec des lampes changeuses de fréquence classiques, par exemple avec une ECH₃. Mais la pente de conversion en OTC est assez réduite, le gain de cet étage est faible, la charge d'anode n'est que de 3 à 5.000 ohms.

Il est intéressant d'utiliser un changement de fréquence par deux

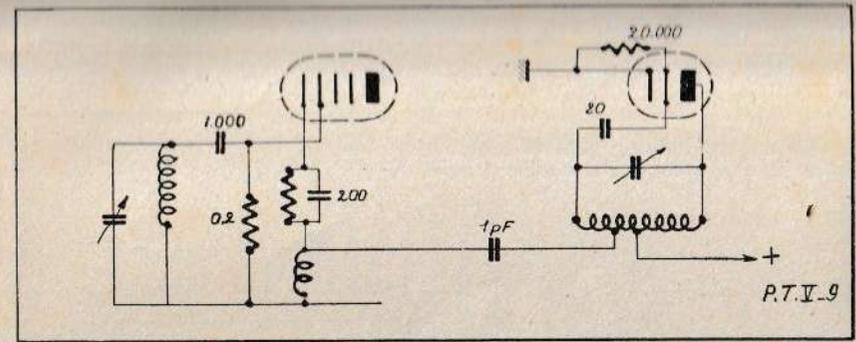


Fig. V-9

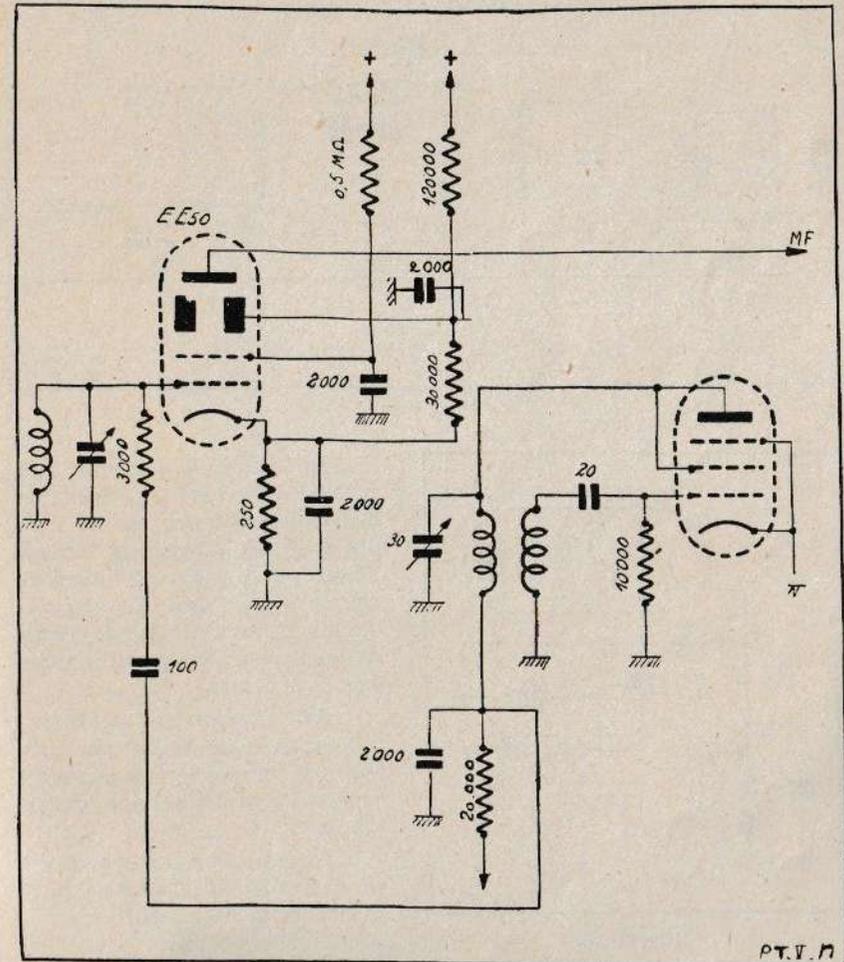


Fig. V-10

lampes, une oscillatrice quelconque et comme modulatrice une lampe à forte pente : EF50, 1851, EE50.

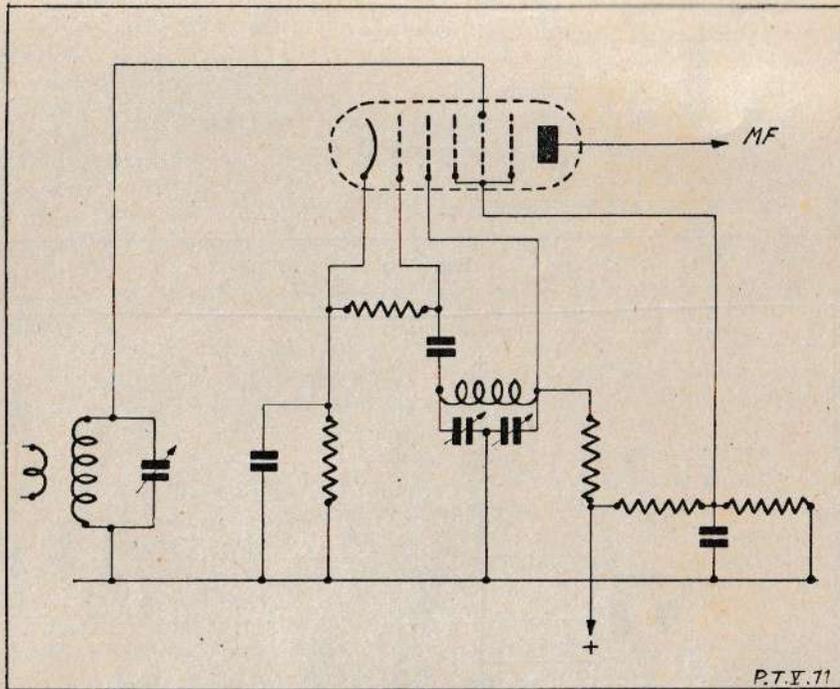


Fig. V-11

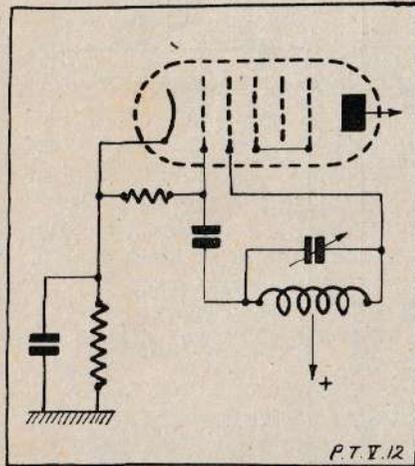


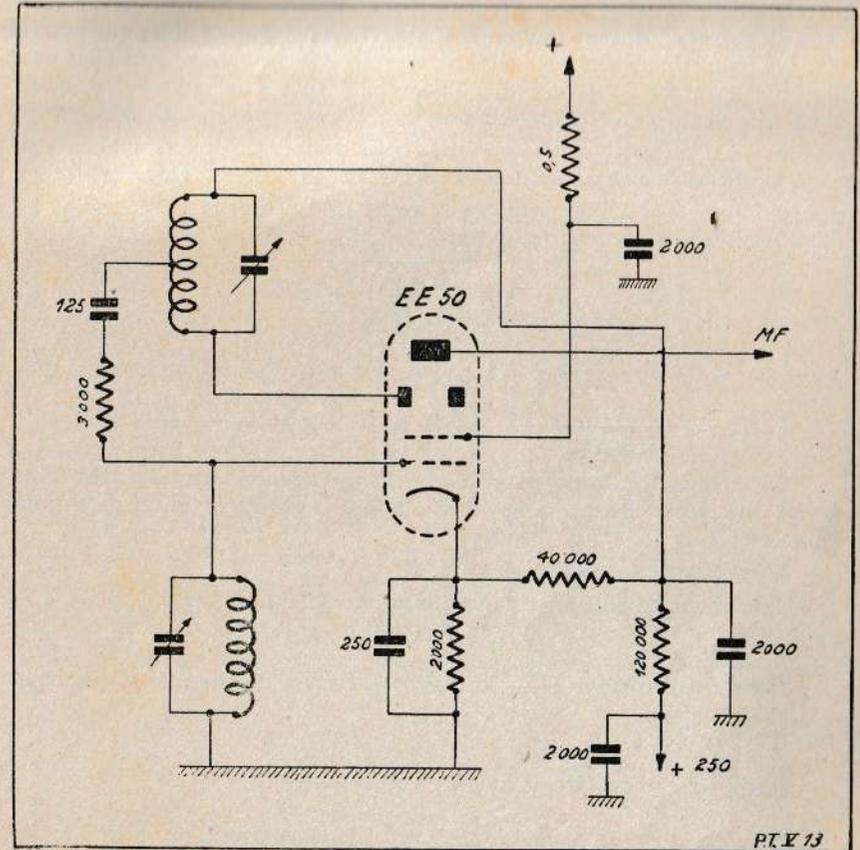
Fig. V-12

La figure V-9 montre un schéma de ce genre. La pente de conversion obtenue est de l'ordre de 3 mA/V pour une tension efficace de 0,5 à 1 volt dans le circuit de cathode. La self inductance introduite dans le circuit de cathode a 2 ou 3 spires sur 1 cm de diamètre.

Afin d'éviter l'amortissement d'entrée introduit par cette bobine, on peut aussi l'insérer en bas de la bobine du circuit d'entrée.

La figure suivante représente un ensemble oscillateur-modulateur. L'étage oscillateur est équipé d'un tube EF6 monté en triode et l'étage modulateur d'une

EE50, lampe à émission secondaire de pente 14 (fig. V-10).

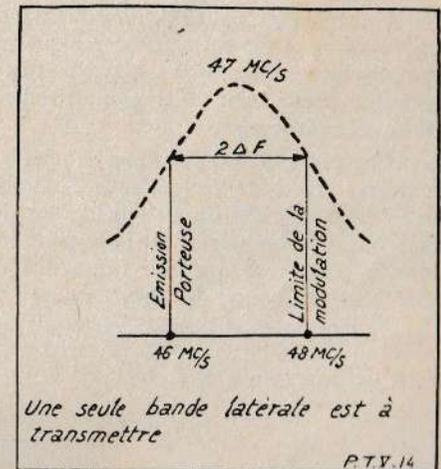


Ci-dessus : Fig. V-13 Ci-dessous : Fig. V-14

Un circuit fréquemment utilisé est le Colpitts (fig. V-11). Il nécessite un condensateur variable à deux stators et deux rotors mis à la masse. Le Hartley est également intéressant sur ces fréquences (fig. V-12).

Un montage intéressant est représenté figure V-13, on y voit un seul tube EE50 dont l'élément primaire constitue le tube de l'oscillateur.

7. MOYENS A UTILISER POUR OBTENIR UNE LARGE BANDE PASSANTE. — Pour qu'une lampe soit intéressante en amplificatrice sur



un récepteur de télévision, il faut : 1° que sa pente soit aussi élevée que possible et 2° que les capacités entre électrodes soient aussi faibles que possible. La figure V-14 est la courbe de réponse d'un seul étage amplificateur dans un récepteur de télévision. L'émission s'effectue sur 46 mégacycles et nous supposons qu'à 46 mégacycles et qu'à 48 mégacycles, l'affaiblissement est égal à $1/\sqrt{2}$ c'est-à-dire que l'étage amplifie une seule bande latérale sur 2 mégacycles de bande passante pour l'affaiblissement donné. Appelons la largeur de bande = $2 \Delta F$ et appelons l'inverse de l'affaiblissement $a = \sqrt{2}$. A ce moment, nous pouvons écrire :

$$a = \sqrt{\left(\frac{2 \Delta \omega}{r/L}\right)^2 + 1}$$

$$\omega_2 - \omega_1 = \sqrt{a^2 - 1} \times r/L \quad 2 \pi \cdot 2 \Delta f = r/L \text{ pour } a = \sqrt{2}$$

$$L/rC = \frac{1}{2 \pi \cdot 2 \Delta f C} \quad K = Z \times S = \frac{1}{2 \pi \cdot 2 \Delta f C} \times S$$

Cette équation nous montre que l'amplification sera d'autant plus élevée que la pente de la lampe sera elle-même élevée et la capacité plus faible.

L'impédance est égale à $Z = L/rC$

Si nous multiplions cette équation par ω nous obtenons :

$$Z = L \omega / r c \omega$$

Dans cette équation : $\frac{L \omega}{r}$ constitue le facteur de surtension que nous appellerons Q.

$$\text{L'impédance du circuit devient : } Z = \frac{Q}{C \cdot \omega}$$

Il suffira donc de connaître le facteur de surtension, la capacité totale donnée par le circuit et par la lampe, et la pulsation du courant à amplifier pour calculer la valeur de Z.

La capacité C est de l'ordre de 30 pF dans le cas d'un récepteur normal. La pulsation ω est pour l'exemple que nous avons cité plus haut = $2 \pi \times 47$ mégacycles. Car nous supposons que l'émission s'effectue sur 46 mégacycles et que la bande à transmettre dans le récepteur doit s'étendre entre 46 et 48 mégacycles.

Il nous reste à déterminer le coefficient de surtension Q pour obtenir la valeur exacte de l'impédance Z. La solution la plus rapide pour déterminer le coefficient de surtension est donnée par la courbe de sélectivité dans laquelle on porte verticalement le rapport entre l'impédance réelle donnée pour une certaine fréquence et l'impédance maximum qui est celle à la fréquence de résonance.

Horizontalement, nous porterons les valeurs : $\beta \times Q$. Q est le coefficient de surtension et β est égal à $= \frac{2 \Delta f}{F_0}$

$$\beta = \frac{2}{47}$$

Cette courbe peut être tracée d'après l'équation suivante :

$$Z/Z_0 = \frac{1}{\sqrt{(\beta \cdot Q)^2 + 1}}$$

Car :

$$\begin{aligned} 1/a &= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \Delta \omega}{r/L}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{L \omega}{r} \cdot \frac{2 \Delta \omega}{\omega}\right)^2 + 1}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{Q \cdot 2 \pi \cdot \Delta F \times 2}{2 \pi F_0}\right)^2 + 1}} \\ 1/a &= \frac{1}{\sqrt{(Q \cdot 2 \Delta F / F_0)^2 + 1}} \end{aligned}$$

Dans le cas d'un seul circuit, nous obtenons ainsi la courbe de la figure V-15. Pour un affaiblissement de 0,7 la valeur de βQ est égale à 1 c'est-à-dire β est égal à $1/Q$.

Comme nous connaissons β qui est égal à $2/47$ nous connaissons également Q et par conséquent l'impédance Z. Dans le cas d'un seul circuit ayant une bande passante de 2 mégacycles pour un affaiblissement de 0,7 l'impédance Z sera égale à :

$$Z = \frac{Q}{C \cdot \omega} \quad Z = \frac{47}{2 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 47 \cdot 10^6} = 2.700 \Omega$$

L'amplification de l'étage sera égale à :

$$\begin{aligned} K &= S \cdot Z \\ K &= 15 \cdot 2,7 = 40 \end{aligned}$$

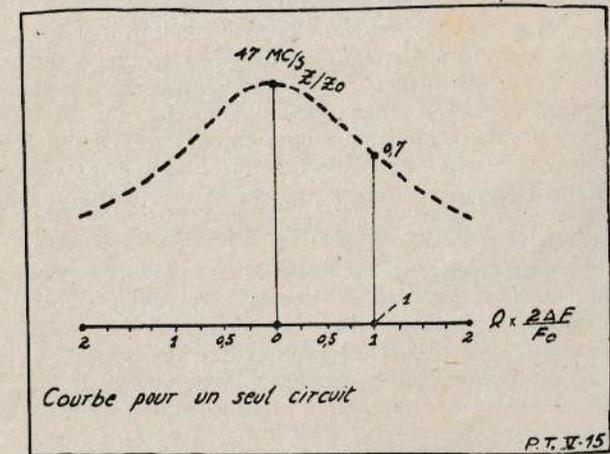


Fig. 15

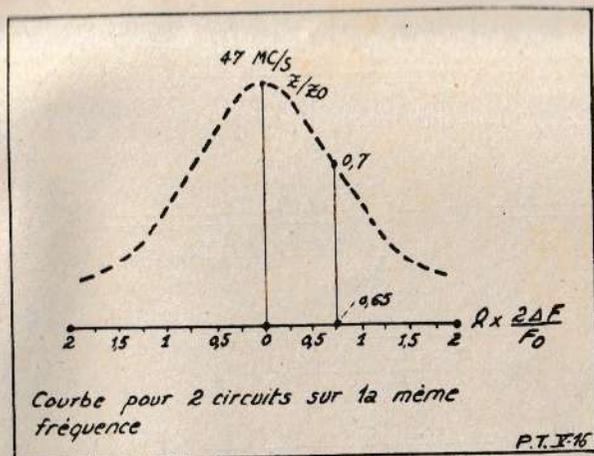


Fig. V-16

L'amplification d'un seul étage ayant les caractéristiques citées plus haut donne un gain relativement élevé lorsqu'il est équipé avec une lampe à émission secondaire, c'est-à-dire une lampe à pente très élevée. Au lieu de considérer un seul circuit, ce qui pour ainsi dire n'est jamais le cas dans la pratique, prenons maintenant un récepteur à deux circuits.

Dans ces conditions, il est évident que la courbe de la figure V-15 ne convient plus car la sélectivité augmentera comme le carré du nombre de circuits. Il faut multiplier le rapport Z/Z_0 par sa propre valeur pour obtenir la courbe de la figure V-16 qui donne une sélectivité deux fois plus élevée. Dans ces conditions, si nous considérons un récepteur à deux circuits transmettant la même bande de 2 mégacycles pour un affaiblissement de 0,7 le rapport βQ ne sera plus égal à 1 mais égal à 0,65 comme le montre la figure V-16. Etant donné que $\beta = 2/47$ et que β garde encore sa même valeur (la bande passante ainsi que l'onde porteuse restant la même), $1/Q$ ne sera plus égal à β mais égal à $\beta/0,65$.

En portant cette valeur dans l'équation de tout à l'heure nous trouverons que l'impédance Z sera de 0,65 fois plus petite que l'impédance que nous avons calculée pour un seul circuit. En conséquence, Z est égal à $0,65 \times 2.700 = 1.760$ ohms. L'impédance a diminué de 35 % quand nous sommes passés d'un seul circuit à deux circuits. Il en sera de même en ce qui concerne l'amplification de chaque étage ; au lieu d'une amplification de 40 nous aurons seulement une amplification de :

$$15 \times 1.760 = 26 \text{ par étage ou } 26 \times 26 = 676 \text{ pour deux étages.}$$

Après le récepteur à 2 circuits, nous arrivons au récepteur à 3 circuits. Là encore nous supposons que les trois circuits se trouvent accordés sur la même fréquence, et dans ces conditions il est évident que la courbe de sélectivité de la figure V-15 devient 3 fois plus sélective, ce qui veut dire qu'il faudrait encore multiplier chaque valeur de Z/Z_0 de la figure V-16, par elle-même pour obtenir la courbe de 3 circuits qui sera celle de la figure V-17.

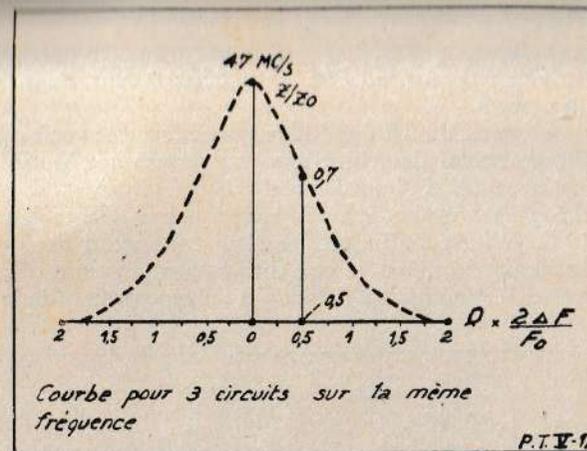


Fig. V-17

Un rapport $Z/Z_0 = 0,7$ de la figure V-15 correspond à un rapport de $0,7 \times 0,7$ dans la figure V-16 et à un rapport de $0,7 \times 0,7 \times 0,7$ dans la figure V-17 pour une même valeur de βQ .

Avec 3 circuits, nous aurons donc une courbe dont la sélectivité a augmenté comme la puissance 3. Un récepteur avec 3 circuits dont la bande passante serait égale à 2 mégacycles pour un affaiblissement de 0,7 aura un $\beta Q = 0,5$ (voir la figure V-17). L'impédance Z sera donc la moitié de celle que nous avons déterminée par la figure V-15 et qui était de 2.700 ohms.

L'impédance de l'un des 3 circuits sera $Z = 0,5 \times 2.700 = 1.350$ ohms. L'amplification par étage sera égale à $1.350 \times 15/1.000 = 20$. Dans le cas d'un récepteur à 3 étages H.F. ou M.F. l'amplification serait égale à 8.000.

Si nous voulons construire un récepteur à 3 circuits avec la même fréquence d'accord, mais avec une meilleure fidélité nous pourrions envisager un affaiblissement de seulement 10 % à 2 mégacycles. En regardant la courbe de la figure V-17 nous trouvons pour un rapport de $Z/Z_0 = 0,9$, $\beta Q = 0,25$. L'impédance de chaque circuit sera égale à $2.700 \times 0,25 = 670$ ohms et l'amplification par étage d'un tel récepteur sera :

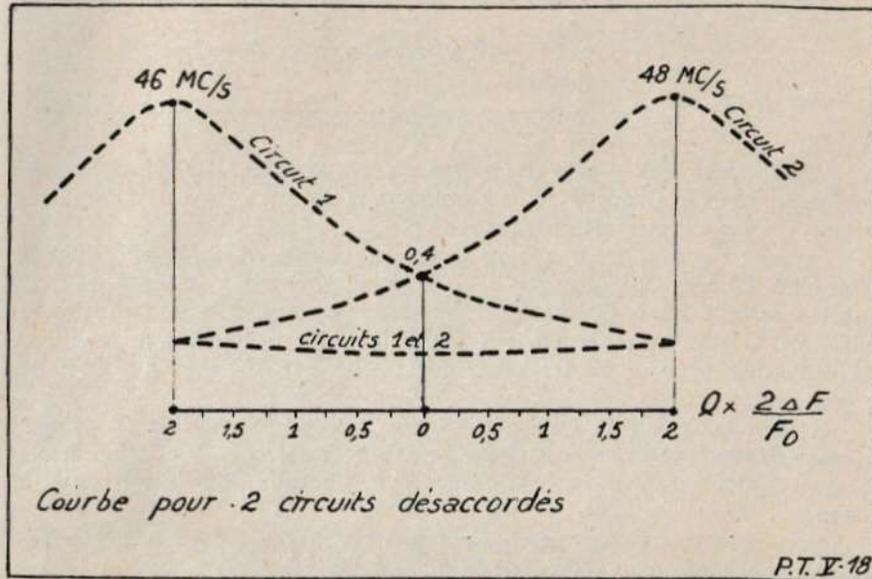
$$670 \times 15/1.000 = 10. \text{ Pour 3 étages, l'amplification est égale à } 1.000.$$

Ces quelques exemples d'application pratique nous montrent que l'on n'a pas intérêt à construire des récepteurs de télévision à plusieurs circuits accordés sur la même fréquence. Même avec l'emploi des tubes à très forte pente et très faible capacité, le gain total reste encore bien faible. L'idée vient à l'esprit de décaler la fréquence de chaque circuit l'un par rapport à l'autre et d'étudier de plus près les résultats d'une telle combinaison. Il suffit de reprendre la courbe de la figure V-15, de la décaler sur une feuille de papier transparent et de décaler ensuite la deuxième courbe par rapport à la première pour obtenir la figure V-18. Ce décalage des deux courbes a été effectué entre -2 et $+2$ sur l'axe des βQ . Le point zéro correspond au point d'intersection des deux courbes. On pourrait faire un décalage encore plus grand mais dans ce cas, le creux au milieu serait trop important pour donner une image fidèle. Pour les valeurs inscrites

dans la figure V 18 où $\beta Q = 2$, nous trouverons une impédance $Z = 2.700 \times 2$ car $1/Q = \beta/2$. Ceci nous donnera une impédance par circuit de 5.400 ohms.

L'intérêt du décalage de fréquence semble venir à l'esprit rien que par la comparaison des chiffres se rapportant aux impédances avec et sans décalage. Mais si l'impédance de chaque circuit est de 5.400 ohms, l'amplification n'est néanmoins pas égale à $5.400 \times S$ mais à $5.400 \times S \times 0,4$.

Ce dernier chiffre est celui qui correspond au rapport Z/Z_0 sur l'axe passant par le milieu, c'est à dire passant au point d'intersection des deux courbes. L'amplification totale d'un récepteur à deux étages comportant

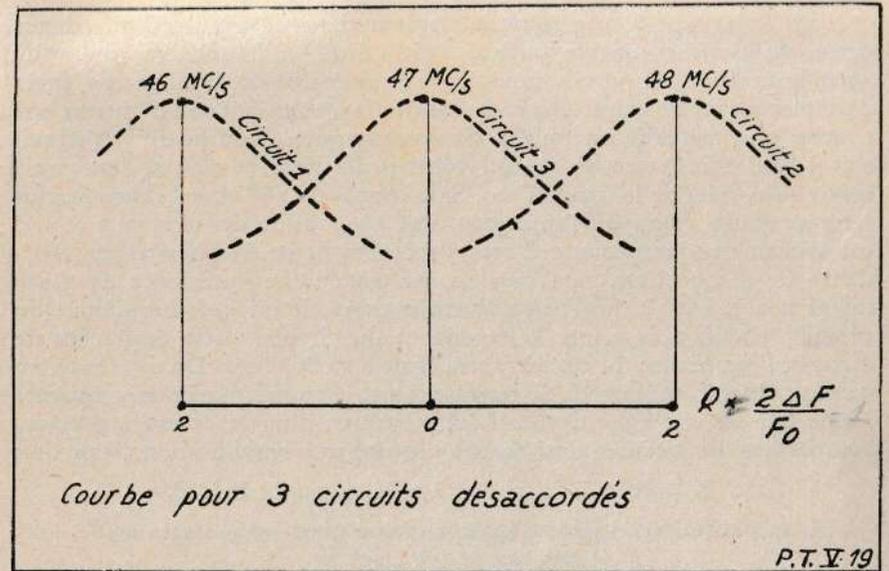


F V-18

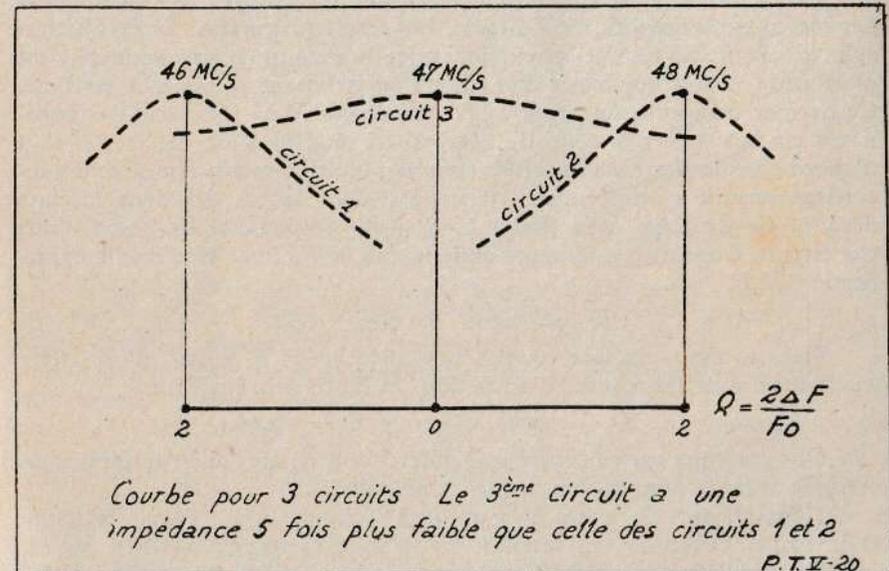
2 circuits décalés sera égale à $S \times Z \times 0,4 \times S \times Z \times 0,4$. Pour l'exemple de la figure V 18 ceci nous donne une amplification totale de 1.100 pour les deux étages soit de 36 par étage. Si nous comparons ces valeurs avec celles obtenues à l'aide des courbes de la figure V 16 où les 2 circuits étaient accordés sur la même fréquence, on voit que l'amplification passe de 26, pour la figure V-16, à 36 dans le cas d'un récepteur à circuit décalé. Etant donné ce résultat, il sera intéressant d'étudier un récepteur comportant 3 circuits dont les fréquences seraient également décalées d'un même intervalle. Pour simplifier les choses, nous allons maintenir les mêmes décalages que ceux de la figure V 18 en ce qui concerne le 1^{er} et le 2^{me} circuit en introduisant le 3^{me} circuit entre ces deux premiers (fig. V-19). Dans le cas de cette figure βQ est égal à 2, c'est-à-dire que l'impédance de chaque circuit sera égale à $2.700 \times 2 = 5.400$ ohms. L'amplification du 3^{me} circuit est égale à $S \times Z$, mais l'amplification du 1^{er} ou du 2^{me} circuit est égale à $S \times Z \times 0,4$. Il en résulte une amplification totale pour les 3 étages :

$$K = S \times Z \times 0,4 \times S \times Z \times 0,4 \times S \times Z$$

Ce qui représente une amplification pour les 3 circuits de 87.000 se décomposant comme suit :



Ci-dessus : Fig. V-19 Ci-dessous : Fig. V-20



- Etage du 1^{er} circuit $K = 33$
- Etage du 2^e circuit $K = 33$
- Etage du 3^e circuit $K = 80$

Une telle réalisation exigerait que l'on accorde par exemple :

Le circuit anodique de la 1^{re} lampe sur 46 mégacycles.

—	—	2 ^o	—	48	—
—	—	3 ^o	—	47	—

En établissant la courbe totale résultant de ces 3 circuits d'impédance égale, on trouvera que le milieu, c'est à dire les fréquences autour de 47 mégacycles, sont relativement trop amplifiées. Pour diminuer cet excès d'amplification, on aura intérêt à amortir le 3^{me} circuit afin d'obtenir une courbe plus arrondie au milieu. Supposons que la courbe du 3^{me} circuit soit 5 fois moins sélective que les courbes des circuits 1 ou 2, l'ensemble serait alors celui de la figure V 20. Si la courbe du 3^{me} circuit est 5 fois plus large pour un même affaiblissement que les courbes des circuits 1 et 2, il est évident que l'impédance Z sera 5 fois plus petite. Au lieu d'une impédance de 5.400 ohms, nous aurons seulement une impédance de 5.400 divisé par 5, c'est à dire 1.080 ohms, pour le circuit 3. L'impédance du premier circuit sera 5.400. L'impédance du circuit 2 sera également de 5.400 et l'impédance du circuit 3 sera égale à 1.080 ohms. De cette manière on peut obtenir une courbe de réponse qui se rapproche assez de la réponse idéale qui est une ligne droite. L'amplification d'un récepteur à 3 étages comportant des circuits ainsi établis procure une amplification totale de :

$$K = S \times Z_1 \times 0,4 \times S \times Z_2 \times 0,4 \times S \times Z_3$$

L'amplification totale est égale à 17.000 pour les 3 étages soit :

33	pour le 1 ^{er} étage
33	— 2 ^{me} —
16	— 3 ^{me} —

Ces chiffres montrent qu'il est possible d'envisager dès maintenant des récepteurs à amplification directe. Les résultats que nous avons obtenus sont excellents, mais la construction exige beaucoup de précautions, c'est pour cette raison que nous conseillons au débutant le superhétérodyne. Ce dernier comporte un étage H.F. et 2 étages M.F. Le calcul des bobines est le même que celui du récepteur à amplification directe. Il faut d'abord calculer les circuits H.F. comme précédemment. Nous les désaccorderons ensuite comme nous l'avons fait dans le cas des deux circuits décalés. Ce décalage nous donne la nouvelle impédance de 5.400 ohms par circuit. Connaissant la pente de la lampe H.F. nous trouvons l'amplification H.F.

$$K = 5.400 \times 0,4 \times S_1$$

Prenons pour changer un peu une 1851 en H.F. suivie d'une 1851 en changeuse de fréquence. L'amplification H. F. sera égale à :

$$K = 5,400 \times 0,4 \times 6 = 12,96$$

On remarque par ce chiffre une différence sérieuse dans l'amplification obtenue avec les lampes sans émission secondaire.

Nous n'avons pas parlé du gain du 1^{er} circuit inséré entre l'antenne et la grille. Ce gain peut atteindre 5 lorsque l'antenne est bien réglée.

Le calcul des étages M.F. est comparable à celui des étages H.F., sauf que l'accord du milieu de la bande correspond à 46 Mc/s et non à 47 Mc/s

Supposons une M.F. sur 30 mètres soit 10 Mc/s comportant 2 circuits. La bande passante est toujours de 2 Mc/s (fig. V 21).

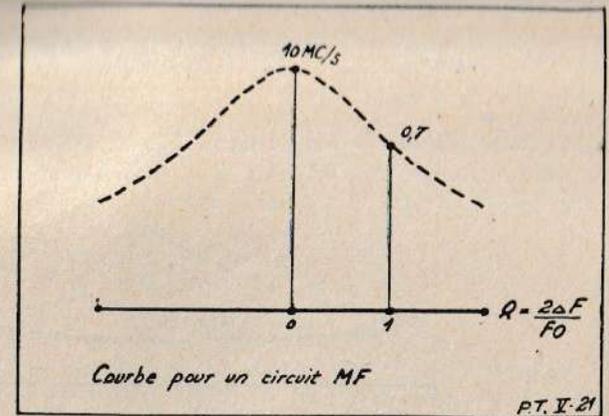


Fig. V-21

Pour un seul circuit nous trouvons pour un affaiblissement de 30 % :

$$Z = \frac{Q}{C \cdot \omega}$$

$$Q \cdot \frac{2 \Delta F}{F_0} = 1 \quad Q = \frac{10}{2 \cdot 2}$$

$$Z = \frac{10}{2 \cdot 2 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \pi \cdot 10 \cdot 10^6} = 1.350 \text{ ohms}$$

Pour deux circuits décalés, l'impédance devient 2.700 ohms.

Pour $Q \cdot \frac{2 \Delta F}{F_0} = 2$ il n'y a aucun affaiblissement. Donc :

$$Q \cdot \frac{2 \Delta F}{F_0} = 2 \quad Q = \frac{2 \cdot F_0}{2 \cdot \Delta F} = \frac{F_0}{\Delta F}$$

$$Z = \frac{Q}{C \omega} = \frac{10}{2 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \pi \cdot 10 \cdot 10^6} = 2.700 \text{ ohms}$$

ΔF n'est plus 1 Mc/s, mais 2 Mc/s. La M.F. ne doit pas travailler sur une seule bande latérale mais sur deux. ΔF est donc égal à 2 Mc/s et non à 1 Mc/s comme dans le cas de l'amplificateur H.F. (fig. V 22).

En employant une 1851 après la changeuse de fréquence du même type, nous obtenons un gain :

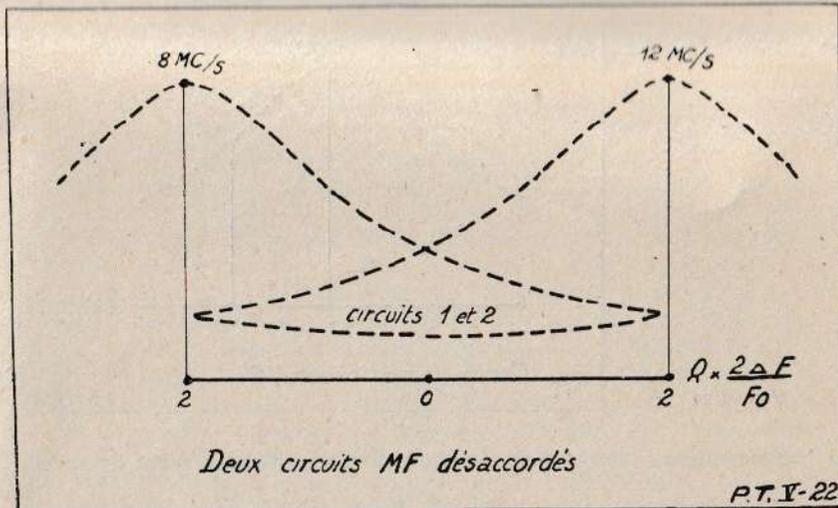
$$2,700 \times 0,4 \times 2 \times 2,700 \times 0,4 \times 6 = 14$$

Ce gain est insuffisant. Il faut donc ajouter un étage avec un circuit accordé sur l'onde porteuse. Si la courbe du 3^{me} circuit est 5 fois plus large pour un même affaiblissement que les courbes des circuits 1 et 2, il est évident que l'impédance Z sera 5 fois plus petite. Au lieu d'une impédance de 2.700, nous aurons seulement une impédance de 2.700 : 5, c'est-à-dire 540 ohms (fig. V-23).

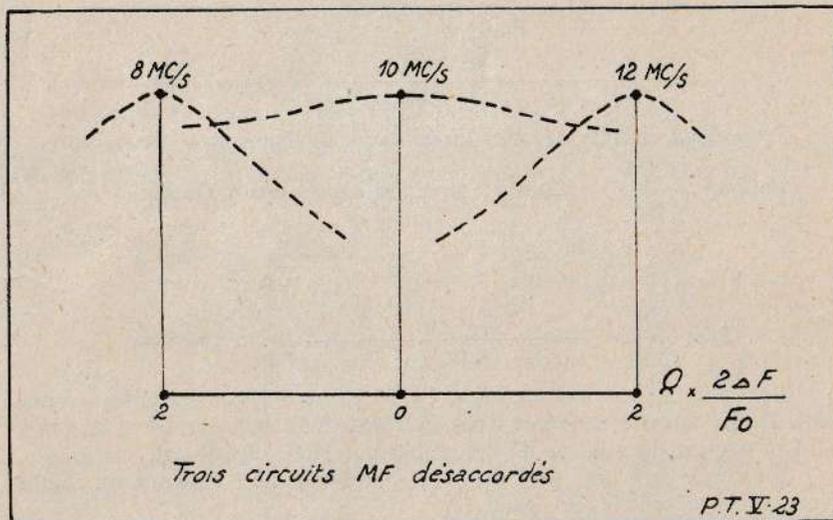
L'amplification des 3 circuits devient :

$$2,700 \times 0,4 \times 2 \times 2,700 \times 0,4 \times 6 \times 0,540 \times 0,4 \times 6 = 18,200$$

Le nouveau gain n'est pas très supérieur.



Ci-dessus : Fig. V-22 Ci-dessous : Fig. V-23



Avec l'étage H. F. nous obtenons une amplification totale entre grille de la lampe H. F. et détection B. F.

$$K = 18,2 \times 12,96 = 235$$

Ajoutons encore le gain du circuit d'antenne nous obtenons ainsi un maximum de :

$$K = 235 \times 5 = 1.175$$

Ces chiffres montrent qu'il est très difficile d'obtenir un gain suffisant avec des lampes courantes.

La télévision exige des pentes très élevées. Sans lampes à forte pente la construction des récepteurs est impossible.

Le superhétérodyne qui possède un gain total de 1.000, a-t-il assez d'amplification pour moduler à fond le wehnelt qui doit être connecté de préférence à la diode de détection.

Un champ de 100 microvolts donnerait : $100 \times 1.000 \times 10^{-6} = 0,1$ volt aux bornes de la diode. Il faut 15 volts efficaces pour moduler à fond le wehnelt d'un tube de 22 cm. Il est donc nécessaire d'ajouter un étage vidéo-fréquence.

Un champ de 10.000 microvolts donnerait : $10.000 \times 1.000 \times 10^{-6} = 10$ volts aux bornes de la diode. Avec un champ de 15.000 microvolts nous obtenons 15 volts efficaces aux bornes de la diode, de quoi obtenir de bons contrastes sans emploi d'une lampe vidéo-fréquence.

En équipant ce récepteur avec des lampes à émission secondaire, le gain peut atteindre 100.000. Un champ de 100 microvolts sera suffisant pour obtenir 10 volts efficaces aux bornes de la diode.

8. LE RÉGLAGE DES CIRCUITS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE. — En pratique, dans les circuits couplés, le réglage d'un des circuits réagit sur l'autre. Il est nécessaire de régler un circuit à droite, un circuit à gauche de la moyenne fréquence, la courbe totale prend ainsi la forme « en dos de chameau ».

L'ajustage est très long. La réalisation de la courbe à deux bosses rend l'amortissement nécessaire moins élevé, on peut ainsi espérer obtenir un gain plus élevé.

Lorsqu'on a affaire à des circuits simples à anode accordée, on peut arriver également à la courbe en « dos de chameau » pour un ensemble par exemple de deux circuits, à condition de dérégler chaque circuit, l'un à droite, l'autre à gauche de la fréquence moyenne.

Pour deux circuits ainsi désaccordés, pour une chute de 3 db aux deux extrémités de la bande passante totale on a pour les deux circuits (1).

$$R = \frac{\sqrt{2}}{6,28 \cdot B \cdot C}$$

Ce qui donnerait avec les valeurs de B et de C déjà adoptées :

$$R = 1.880 \text{ ohms}$$

Le gain d'étage à la résonance serait 17. Mais, le gain total ne serait pas $17 \times 17 = 290$, car les deux fréquences de résonance ne coïncident pas. Le gain réel est :

$$S_1 \cdot R_1 \cdot S_2 \cdot R_2 \frac{(2 \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 - 1)}{(4 \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 - 1)}$$

$S_1 R_1$ = gain du premier étage.

$S_2 R_2$ = gain du deuxième étage.

On trouverait ainsi 60 au lieu de 290.

Les fréquences sur lesquelles on doit accorder chaque circuit peuvent être calculées. Un circuit sera accordé sur la fréquence moyenne divisée par a , l'autre sur la fréquence moyenne multipliée par a .

La valeur de a est donnée par :

(1) D'après Cocking.

$$a = \sqrt{\frac{2 \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + \sqrt{4 \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 - 1}}{2^2 \cdot C^2 \cdot R^2 - 1}}$$

Dans le cas où la fréquence intermédiaire est 13 Mc/s on trouve $a = 1,11$, et 11,7 et 14,4 pour les fréquences de désaccord.

9. ALIGNEMENT D'UN AMPLIFICATEUR A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE A CIRCUITS COUPLÉS. — On place un milliampèremètre sensible dans la résistance de détection, on injecte la tension issue d'un générateur haute fréquence dans le circuit de grille de la lampe qui précède l'étage détecteur, après avoir remplacé le bobinage placé dans le circuit grille par une résistance de quelques centaines d'ohms. Déconnecter ensuite les résistances parallèles d'amortissement placées sur le primaire et le secondaire du transformateur à accorder. Connecter, en remplacement, sur le primaire une résistance de 400 ou 500 ohms.

En faisant varier la fréquence du générateur, nous observons un maximum de déviation pour la fréquence de résonance du circuit secondaire. Ajuster ce circuit sur la fréquence imposée.

Faire passer la résistance de 400 ohms sur le secondaire pour l'amortir et accorder le primaire sur la fréquence voulue.

Une fois les deux circuits réglés, remettre en place les résistances d'amortissement de quelques milliers d'ohms sur primaire et secondaire.

Il faut maintenant procéder au réglage des autres circuits. On pourrait amortir énergiquement les circuits déjà réglés puis opérer en contrôlant la résonance comme il a été fait pour ces circuits. Mais il est préférable de contrôler l'accord immédiatement derrière l'étage en cours de réglage.

Pour cela, on place un voltmètre à lampe en parallèle sur le circuit plaque de la lampe équipant cet étage. On élimine la liaison entre plaque et le primaire du transformateur, on remplace ce primaire par une résistance de 1.000 ohms qui va servir de charge à la lampe.

On contrôle à l'aide d'un voltmètre à lampe la tension H. F. aux bornes de cette charge, son amplitude est fonction de l'accord des circuits.

10. SUPPRESSION PARTIELLE D'UNE BANDE LATÉRALE DANS LA RÉCEPTION. —

Nous savons que, pour obtenir une bonne définition en télévision, il faut, à l'émission « passer » une bande de fréquence très large, s'étendant sur plusieurs mégacycles. Un étage amplificateur a un gain qui est inversement proportionnel à la largeur de la bande passante ; si l'on réduit celle-ci de moitié, le gain se trouve multiplié par deux et l'on peut ainsi réduire le nombre d'étages.

A l'émission, cette suppression permet de réduire le nombre d'étages.

La réduction de la largeur de la bande passante à la réception est obtenue en établissant le récepteur de façon à ce qu'il ne passe que la moitié de la bande totale et en calant le circuit oscillateur en conséquence. La fréquence moyenne F_0 correspondant à la fréquence de la porteuse se trouve située sur une des deux branches latérales de la courbe de réponse.

La théorie et la pratique ont montré que cette façon de procéder n'altère nullement l'image.

La fréquence F_0 doit être située avec précision sur une extrémité de la courbe de sélectivité. Le point optimum se trouve à 50 % de l'ordonnée du sommet de la courbe. Le réglage est critique vu la pente élevée de cette

branche de la courbe. Un compromis acceptable consiste à situer le point à 25 % de la hauteur seulement.

Il est évident que l'émetteur peut passer les deux bandes et que le récepteur peut n'en utiliser qu'une.

Soit une émission pour laquelle la fréquence porteuse est 46 Mc/s. les bandes latérales s'étendent jusqu'à 48 et 44 Mc/s. Il s'agit d'utiliser la bande latérale la plus basse soit 44 à 46 Mc/s. Adoptons une fréquence intermédiaire de 13 Mc/s. L'oscillateur doit être réglé sur $46 + 13 = 59$ Mc/s. La fréquence maximum de la bande M.F. doit être : $59 - 44 = 15$ Mc/s.

Ceci nous montre que la bande de modulation la plus basse est celle

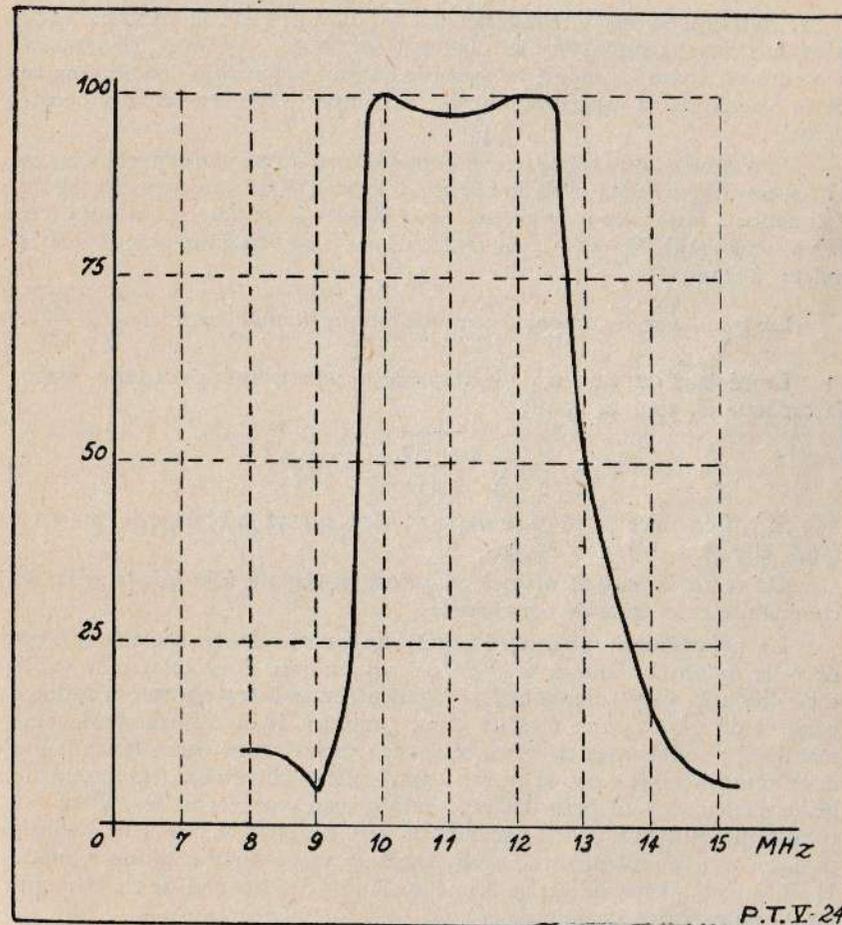


Fig. V-24

qui est utilisée quand les circuits M.F. du récepteur sont calés de telle façon que ce soit la bande de fréquence la plus élevée par rapport à F_0 qui soit employée.

La figure V-24 montre la courbe de réponse d'un récepteur pour

lequel la fréquence $F_0 = 13$ Mc/s., destiné à recevoir une émission dont la fréquence porteuse est 46 Mc/s. et pour laquelle le son est transmis sur 42 Mc/s. L'oscillateur est réglé sur $46 - 13 = 33$ Mc/s. et la fréquence intermédiaire son sur $42 - 33 = 9$ Mc/s. On remarque le calage de $F_0 = 13$ à mi-hauteur de l'ordonnée du sommet, puis l'action du circuit réjecteur son à 9 Mc/s. L'action de ce circuit réjecteur est très salutaire en cet endroit, elle fait que la branche retombante de ce versant de la courbe a une pente très élevée. On sait combien il est utile de « passer » la bande utile sans plus, perturbations et bruits de fond supplémentaires sont ainsi évités. Un circuit réjecteur peut même être placé de l'autre côté, réglé sur 14 Mc/s.

11. REMARQUES SUR L'INFLUENCE DE LA CAPACITÉ ET DE LA RÉSISTANCE D'ENTRÉE DES LAMPES SUR LES CIRCUITS ACCORDÉS. — Dans les circuits accordés où seules les capacités parasites entrent en jeu pour l'établissement de la résonance, la capacité d'entrée des lampes a une importance considérable.

Nous savons que la capacité d'entrée d'une lampe varie quand change la tension de grille (effet de la charge d'espace). Pour une pentode haute fréquence à forte pente, on trouve pour $V_g = -1,5$ volt : $C_e = 4,5$ fois la valeur à froid, $V_g = -3,25$ volts. C_e est 1,25 fois plus grande que la valeur à froid.

La fréquence de résonance monte proportionnellement à $\sqrt{\frac{C_1}{C_0}}$.

Le réglage du gain par variation de la polarisation peut faire varier la capacité de 30 à 26,75 pF.

$$\Delta f = \sqrt{\frac{30}{26,75}} = 1,06$$

Si la fréquence de résonance est 13 Mc/s. quand le réglage de gain est à fond, elle sera de 13,78 Mc/s.

On remédie partiellement à ce défaut en réglant à la fois la grille de commande et la grille de suppression.

La polarisation appliquée à la grille de commande sera seulement $1/17^e$ de celle qu'on applique à la grille de suppression. Pour cela, cette grille est reliée à la masse, la cathode également, mais à travers une résistance variable de 15.000 ohms (cas de deux pentodes H.F. à forte pente commandées); aux bornes de cette résistance variable sont montées en série deux résistances de 5.000 et 75.000 ohms, celle-ci côté masse, les retours de grille s'effectuent au point de jonction de ces deux résistances. Dans ces conditions, au lieu d'un changement de 3,25 pF mesuré sans cette précaution, on trouve seulement 0,15 pF. Dans un étage équipé d'une pentode H. F. à forte pente, on arrive à une variation de capacité de $\pm 0,25$ pF pour une variation de gain de 8 à 1.

La résistance d'entrée d'une lampe joue un rôle important sur l'amortissement des circuits H.F. Nous avons vu qu'une pentode de pente 0,009 a une résistance d'entrée de 2.000 ohms à 46 Mc/s, mais cette résistance dépasse 10.000 ohms si l'on fait $V_g = -3,5$ volts. On voit combien l'amortissement diminue pour le circuit oscillant. Le système à polarisation double décrit ci-dessus remédie également à cette grande variation de résistance.

12. CALCUL DU GAIN D'ÉTAGE POUR DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS DE COUPLAGE (1).
a) Circuit simple à anode accordée (fig. V-25). Le circuit L C est accordé sur la fréquence voulue par une capacité fixe C constituée par la somme des capacités parasites. Le réglage se fait par variation de L.

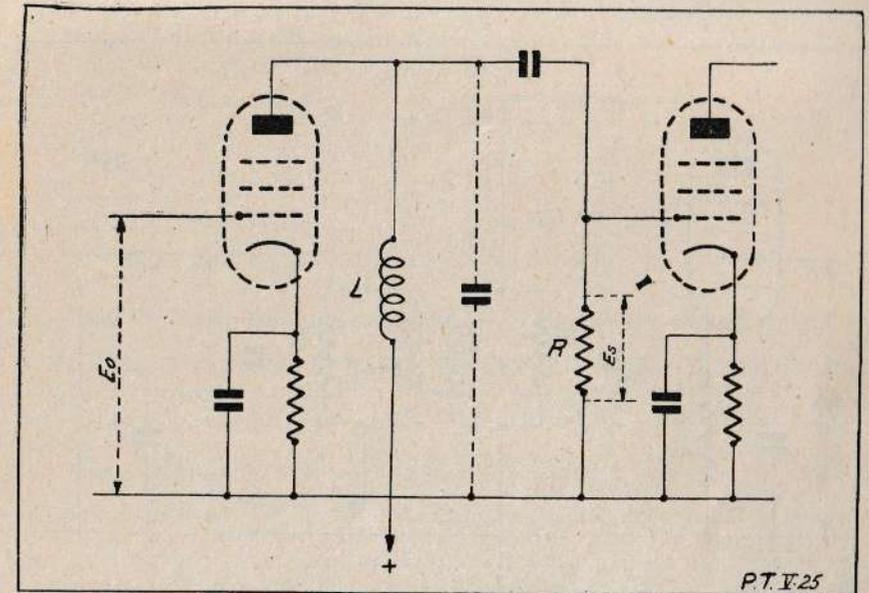


Fig. V-25

Le gain d'étage est le rapport $A = \frac{E_s}{E_0} = S \times R$

La valeur de R est donnée par la relation :

$$R = \frac{1}{6,28 \cdot B \cdot C}$$

ou B est la largeur de la bande passante exprimée en périodes; C, la capacité d'accord en farads.

Cette formule est valable pour un affaiblissement de 3 db. aux extrémités de la bande passante.

Pour un affaiblissement différent, il faut multiplier :

$$R \text{ par } : \sqrt{\frac{1}{p^2} - 1}$$

où p est l'affaiblissement requis par rapport à 100 par exemple 80 % ou 2 db.

$$\sqrt{\frac{1}{p^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,8^2} - 1} = 0,75$$

(1) Calculs proposés par COCKING.

Exemple : $B = 4 \times 10^6$ périodes, $C = 30 \text{ pF} = 30 \times 10^{-12}$ farads.

$$R = \frac{1}{6,28 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 1.325 \text{ ohms}$$

Le gain d'étage est : $A = 0,009 \times 1.325 = 12.$

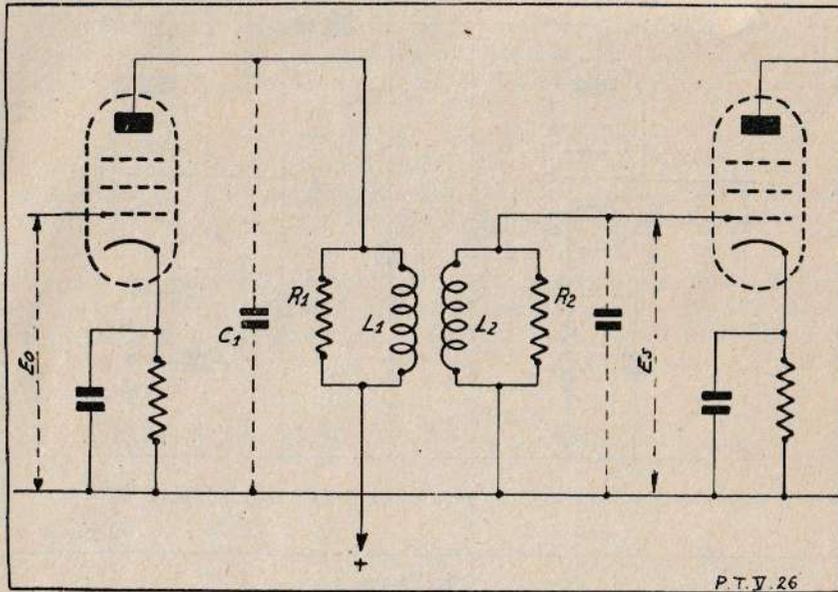


Fig. V-26

Pour un affaiblissement de 2 db. seulement aux extrémités de la bande :

$$R = 1.325 \times 0,75 = 1.000 \text{ ohms}$$

Avec un tube de pente $S = 0,009$ le gain est de 9.

Si l'amplificateur comporte 3 étages le gain est 720, or il faut au moins 1.000 ; en pratique, il y aurait donc lieu de se tenir à 1.325 ohms ce qui donnerait un gain de 1.700. Trois étages nécessitant quatre circuits accordés, la chute aux extrémités de la bande sera : $3 \times 4 = 12 \text{ db.}$

b) Calcul du gain pour un circuit type « passe-bande » (fig. V-26).

Ce circuit amène une perte de gain de 50 % par rapport au gain qu'on obtiendrait avec un seul circuit,

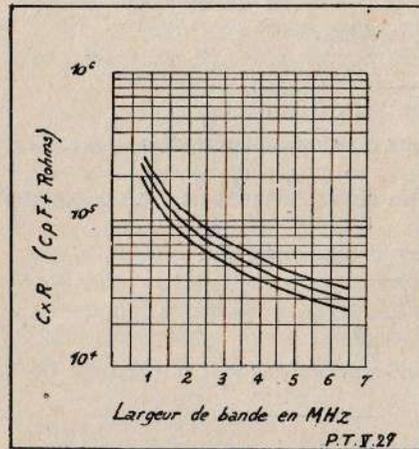


Fig. V-27

ceci est exact pour les bobinages de ce genre utilisés sur les récepteurs radiophoniques.

Il est ici utile de coupler davantage les deux bobines, le gain sera plus élevé.

Les courbes que représentent la figure V-27 permettent de déterminer des valeurs de C et R pour diverses largeurs de bande. Par exemple, pour une chute de 3 db. aux extrémités de la bande passante de 4 Mc/s, $C R$ doit être de 56 000 ohms par pF ($C = 12 \text{ pF}$)

$$R_1 = \frac{56\,000}{12} = 4.660 \text{ ohms} \quad R_2 = \frac{56.000}{23} = 2.430 \text{ ohms}$$

Le gain d'étage est :

$$A = S \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2} = 0,009 \frac{\sqrt{4.660 \cdot 2.430}}{2} = 15$$

Pour le même affaiblissement avec le circuit simple il était de 12.

13. CARACTÉRISTIQUES D'UN BON AMPLIFICATEUR VIDÉO-FRÉQUENCE. — Nous savons qu'un amplificateur est affecté par 3 catégories de distorsion : 1° la distorsion linéaire ; 2° la distorsion non-linéaire ; 3° la distorsion de phase.

Rappelons que la distorsion linéaire se traduit par la courbe qui représente le rapport $\frac{\text{tension de sortie}}{\text{tension d'entrée}}$ en fonction de la fréquence. Il y a distorsion linéaire pour les fréquences auxquelles l'impédance de charge d'un étage cesse d'être ce qu'elle est à la fréquence de référence (en général 800 c/s).

La distorsion non-linéaire s'exprime en général en pourcentage global, expression qui n'identifie pas le rang et le taux des harmoniques mais en groupe l'ensemble. La distorsion non-linéaire a son origine dans la courbure des caractéristiques des lampes ou dans des organes de liaison à noyau magnétique surchargés.

La distorsion de phase comme son nom l'indique est le fait qu'à la sortie de l'amplificateur le courant et la tension n'ont plus le même écart angulaire l'un par rapport à l'autre qu'à l'entrée.

Lorsqu'il s'agit d'amplificateurs pour la reproduction sonore, on ne s'inquiète que des deux premières catégories de distorsion, la troisième est négligée parce que l'oreille ne peut pas la percevoir.

En télévision, comme du reste dans les amplificateurs de mesure, la distorsion de phase entre en jeu. Cette troisième classe de distorsion a une valeur qui varie avec la fréquence. Une tension à l'entrée a une forme donnée qui est caractérisée par le pourcentage de tensions diverses : fondamentale et harmoniques de rangs 1, 2, 3, etc... qu'elle renferme.

Chacune des tensions composante a par rapport aux autres un certain calage dans le temps, on conçoit que si, au cours de la traversée de l'amplificateur, il y a eu décalage, comme celui-ci varie avec la fréquence, la forme de la tension à la sortie peut s'écarter notablement de celle qu'elle avait à l'entrée.

En télévision, les petits détails de l'image sont déterminés par la réponse aux fréquences élevées de l'amplificateur. Une mauvaise réponse

aux fréquences basses donne une valeur fautive à l'éclairage et aux ombres. L'amplificateur vidéo-fréquence devrait passer sans affaiblissement les fréquences basses jusques et inclus le continu. Comme la composante continue peut être restituée par un artifice particulier, on considère en général que la fréquence limite inférieure est la fréquence du changement d'image (50 périodes).

Dans le cas de reproduction télévisée, c'est le déphasage sur les fréquences basses qui intervient le plus dans la déformation de la reproduction, car c'est pour ces fréquences qu'un décalage donne le plus grand déplacement dans l'image.

Nous pouvons chiffrer le déplacement. Supposons un déphasage de 15° soit $1/24^{\text{me}}$ de période. Le 3^{me} harmonique d'une tension traversant un tel amplificateur subirait un déphasage 3 fois plus réduit soit $1/72^{\text{me}}$ de période du 3^{me} harmonique donc $1/216^{\text{me}}$ de la période fondamentale. Sur l'écran, le troisième harmonique n'est presque pas déplacé tandis que la fondamentale est décalée d'une distance égale à $1/24^{\text{me}}$ de période, déplacement nettement visible.

Il est possible d'exprimer la perturbation apportée par un déphasage dans l'amplificateur vidéo-fréquence d'un récepteur de télévision. Supposons qu'il s'agisse de la transmission d'un changement de teinte correspondant à la fréquence 50 périodes, nous ne considérerons qu'une seule ligne de la reproduction, il est évident que le même raisonnement s'applique aux lignes voisines affectées par la même variation de teinte.

Une période de la tension mise en jeu à l'instant choisi a une durée de $1/50^{\text{e}}$ de seconde. Un degré est parcouru en $\frac{1/50}{360} = 55$ microsecondes.

Le temps mis pour l'exploration d'une ligne, au standard actuel de 455 lignes avec interlignage est $1/455 = 2.200$ microsecondes. Le décalage dans le temps par rapport à la durée d'une ligne est pour 1 degré :

$$\frac{55}{2.200} \times 100 = 2,5 \%$$

Pour une ligne longue de 200 mm l'écart se traduirait par une longueur de 5 mm. Il y a variation dans les teintes par rapport à l'original.

Si la résistance de grille est de $1 \text{ M}\Omega$, la capacité de couplage avec la lampe précédente de $0,1 \mu\text{F}$, à 50 périodes, le déphasage est donné par :

$$t_0 \varphi = \frac{1}{\omega C R} = 0,026 \text{ d'où } \varphi = 1^\circ 8 \text{ correspondant à un décalage entre}$$

la tension à la sortie et la tension à l'entrée de l'étage de 100 micro-secondes soit 9 mm sur la longueur d'une ligne de 200 mm.

La pratique a démontré que l'on peut admettre un déphasage de l'ordre de $0,5$ degré ce qui correspond à un produit $\omega C R = 100$. Si le gain total d'un amplificateur est obtenu en faisant le produit des gains d'étage, le déphasage total est la somme des déphasages produits par chaque étage.

Pour obtenir un produit $\omega C R$ élevé, il faut employer une capacité élevée et une résistance élevée. Un condensateur de forte valeur, n'offrant que des fuites négligeables, est forcément de dimensions importantes, il crée une capacité parasite indésirable nuisible pour la reproduction des fréquences élevées. On est d'autre part limité du côté résistance de grille, il ne faut pas dépasser le mégohm.

14. TRANSMISSION DES TRANSITOIRES. — Les signaux de télévision sont une succession de transitoires, aussi est-il nécessaire que les amplificateurs aient non seulement des caractéristiques satisfaisantes au point de vue statique mais aussi en régime transitoire. L'extrémité de l'onde à front raide doit être observée avec un minimum de retard, sans dépassement de la valeur de crête et sans qu'il y ait tendance à l'oscillation.

Si l'on applique la tension d'une pile à l'entrée d'un amplificateur à courant continu, la tension de sortie atteint instantanément sa valeur maximum et y demeure. Si l'on fait la même expérience avec un amplificateur à couplage par capacité et résistance, la tension ne monte pas toujours à sa valeur maximum dans un temps nul et, de plus, cette valeur décroît jusqu'à zéro, variation dont la durée est fonction des valeurs de la capacité et de la résistance de l'ensemble de couplage.

Dans un amplificateur à résistances auquel on applique une tension en forme de créneau, la tension à la sortie peut être déformée par le fait que la résistance de charge est shunté par les capacités parasites.

Il est utile de corriger au moyen de bobines les circuits d'anode des tubes amplificateurs, on améliore ainsi la réponse aux transitoires. L'action de ce circuit supplémentaire peut s'expliquer comme suit : la tension en forme de créneau appliquée à l'entrée produit un accroissement carré du courant d'anode qui se partage entre la résistance de charge et la capacité parasite. Il faut, à cause de cette capacité, un certain temps pour que la tension sur la grille de la lampe suivante atteigne sa valeur correcte.

La bobine d'inductance s'oppose à la circulation du courant lors de son établissement, de ce fait la circulation du courant dans la capacité subit un effet accélérateur.

La figure V-28 montre la forme des tensions à l'entrée (a) puis à la sortie (b) pour un amplificateur non corrigé ; (c) avec une correction donnant une tendance à l'oscillation, (d) montre une correction exacte accusant un léger dépassement.

Si l'on a un temps de retard de 90 %, on peut l'amener à moins de 30 % à condition d'admettre une correction qui donne 4 % de dépassement.

Pour obtenir une déformation linéaire réduite, il faut corriger les amplificateurs, cette correction apporte également une amélioration notable à la transmission des transitoires comme nous venons de le voir. Les mêmes précautions sont à prendre : réduire au minimum les capacités parasites, réduire la résistance de charge jusqu'à ce que la valeur du produit de la résistance et de la capacité parasite donne environ trois fois le temps de retard admis.

Après passage du front d'attaque, puis du pallier du signal carré, il existe un transitoire postérieur pour le retour à zéro de la tension maximum.

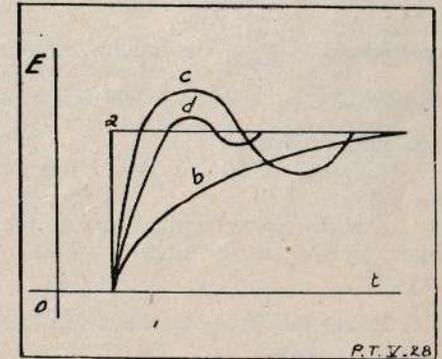


Fig. V-28

Le courant accumulé dans la capacité de couplage doit s'écouler à travers la résistance de grille. La constante de temps de ce circuit intervient, si l'on en augmente la valeur, la durée du retour est plus petite. Malheureusement comme nous l'avons déjà dit, une capacité de forte valeur introduit un accroissement de la capacité parasite à cause de son volume, et une augmentation de la résistance amène des perturbations quand un courant de grille prend naissance.

Une correction peut être apportée pour ce transitoire postérieur en insérant dans le circuit d'anode un filtre formé par une capacité et une résistance en parallèle; grâce à ce circuit, la relaxation du circuit grille est compensée par une relaxation égale et opposée du circuit du filtre.

Les essais de réponse aux transitoires peuvent être faits en appliquant à l'entrée de l'amplificateur une tension continue, la photographie est nécessaire pour une étude par ce procédé. On préfère en général utiliser un générateur de signaux carrés.

En conclusion à ce long examen des inconvénients du couplage par résistance et capacité nous pouvons dire qu'il est extrêmement intéressant de pousser au maximum l'amplification avant détection et de relier le wehnelt directement à la résistance de charge de la diode qui équipe cet étage du récepteur.

15. RÉPONSE D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCES AUX FRÉQUENCES BASSES. — Nous savons que le déphasage a une grande importance aux fréquences basses.

La durée d'une période T est égale à $\frac{I}{F}$ ou 360° , τ degré à 50 périodes correspond à $\frac{I/50}{360} = 55$ micro-secondes de retard. Un système de liaison $0,1 \mu F - 1 M \Omega$ donne $t_g \varphi = -\frac{I}{\omega C R} = 0,02$ et $\varphi = 1^\circ 8$ ou 100 microsecondes.

Au standard français actuel, une ligne d'exploration dure 2.200 microsecondes.

Une distorsion de phase amène une variation de la teinte au long d'une ligne, puis de toute l'image, si l'on a à passer une surface blanche par exemple.

Il faut que la valeur de la capacité $\frac{I}{\omega C}$ de l'organe de liaison soit au moins dix fois plus faible que la valeur de la résistance de fuite de la grille du tube suivant qui ne doit pas être supérieure à $1 M\Omega$.

La capacité de liaison doit être d'excellent qualité, sa résistance doit être supérieure à $100 M\Omega$; reliant une anode à une grille, il ne faut pas que cette dernière soit soumise à un potentiel positif dû aux fuites de la capacité.

La capacité en shunt sur la résistance de cathode R (fig. V-29) amène un déphasage important, il est prudent de la supprimer quand on le peut. Il y a une perte de gain appréciable due à l'effet de contre-réaction en intensité amenée par la suppression du condensateur.

L'amplification de l'étage sans contre-réaction est $A = S Z_a$; avec la contre-réaction on aura $A' = S' Z_a$:

$$\text{Où } S' = S \frac{I}{I + R_c S}$$

Les pentes S, S' sont exprimées en ampères par volts, R est la résistance introduite dans le circuit de cathode.

Une autre cause de déphasage est la présence de la capacité de découplage dont la capacitance aux fréquences basses est souvent non négligeable. Au point de vue alternatif, cette capacitance est en série avec R_a ; l'impédance est:

$$Z_a = \sqrt{R_a^2 + \frac{I}{\omega^2 C^2}}$$

et le décalage du courant sur la tension est: $t_g \varphi = -\frac{I}{\omega C R_a}$.

Il faudra choisir pour C une valeur d'au moins $30 \mu F$. L'amplification d'un étage classique à couplage résistance-capacité est, pour les fréquences basses:

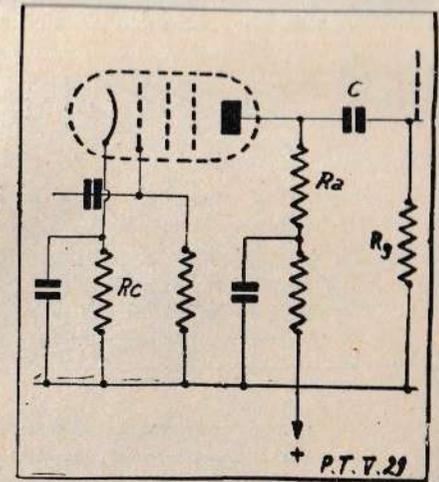


Fig. V-29

$$A \text{ réel} = A \text{ max} \cdot \frac{I}{\sqrt{I + \frac{I}{R_g^2 C^2 \omega^2}}} = A \text{ max} \cdot \frac{I}{\sqrt{I + \frac{I}{\omega^2 T^2}}}$$

avec $T = R_g \cdot C =$ constante de temps du système.

Cette constante de temps est le facteur qui détermine la valeur d'un amplificateur sur les fréquences basses. Sa signification est: le condensateur peut se décharger jusqu'à moins de 37 % de la valeur de sa charge à l'origine en T secondes.

L'angle de phase peut ici être exprimé par:

$$t_g \varphi = -\frac{I}{\omega T}$$

Nous reproduisons (fig. V-30) le réseau des courbes qui donnent pour certaines valeurs de T :

- a) le pourcentage d'amplification en fonction de la fréquence,
- b) le pourcentage de déphasage en fonction de la fréquence.

La consultation de ces courbes permet d'établir les valeurs de la résistance de grille et de la capacité de liaison devant satisfaire à un gain et à un déphasage donnés.

Connaissant le produit $R C = T$, on choisira une valeur de C assez peu élevée pour limiter l'importance de la capacité parasite qui viendra apporter des perturbations sur la transmission des fréquences élevées et la valeur du courant de fuite.

16. CORRECTION D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCES SUR LES FRÉQUENCES BASSES. — Le procédé le plus efficace à utiliser pour maintenir une amplification convenable aux fréquences basses est le suivant:

On intercale en série dans le circuit d'anode de la lampe amplificatrice une résistance R_d shuntée par un condensateur C_d (fig. V-31). Cet

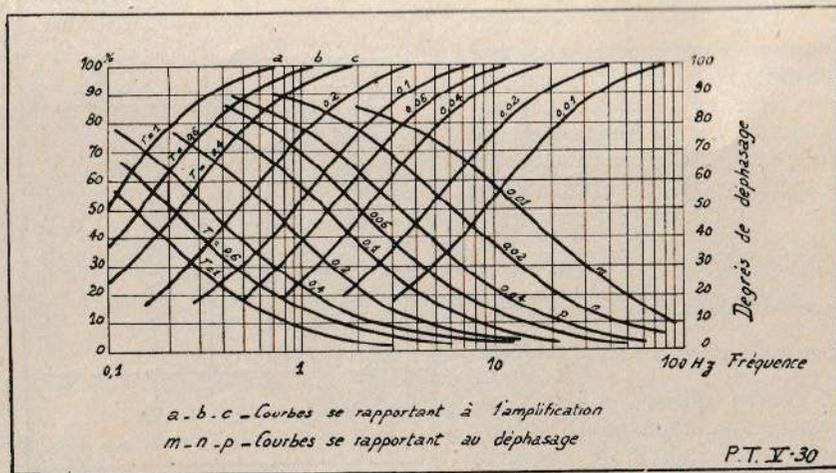


Fig. V-30

ensemble constitue un réseau dont l'impédance Z_d monte quand la fréquence diminue. En conséquence, aux fréquences basses l'impédance de charge sera la somme géométrique de R_a et Z_d .

Le déphasage amené par cet ensemble est négatif et en direction convenable pour corriger le déphasage dû au condensateur de couplage.

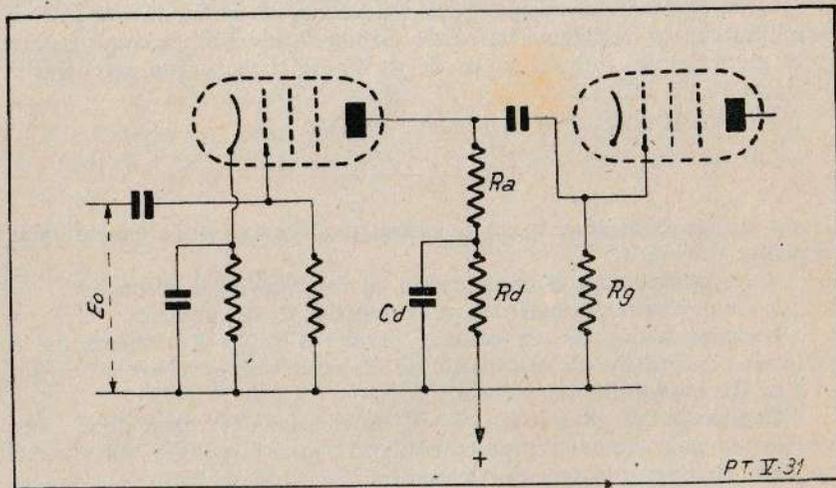


Fig. V-31

Si l'on a besoin d'introduire un découplage supplémentaire, il faut faire en sorte que la constante de temps de ce filtre soit telle que son impédance soit négligeable pour la plus basse fréquence à amplifier.

17. RÉPONSE D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉISTANCES AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES. — Une lampe possède des capacités entre électrodes, elle est représentée sur la figure V-32. En général, la résistance de charge R_a est très petite vis-à-vis de R_g , on peut donc raisonner uniquement en tenant compte de la valeur de R_a .

Les capacités C_g et C_a sont en parallèle sur R_a en même temps que les capacités parasites dues au câblage.

Notons que la capacité d'entrée d'une lampe n'est pas égale à la capacité grille-cathode mais à :

$$C_o = C_{gk} (1 + A) C_{ga}$$

relation dans laquelle A est le coefficient d'amplification de l'étage considéré.

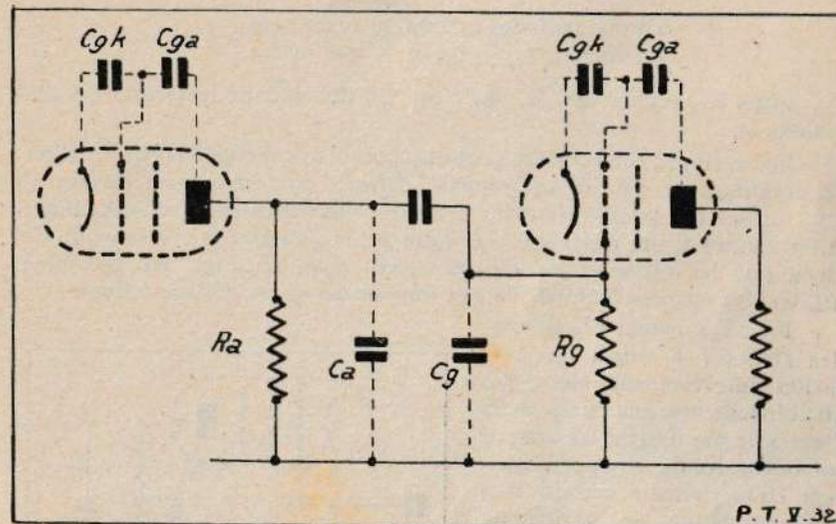


Fig. V-32

On utilise en général des pentodes, lampes pour lesquelles C_{ga} est de valeur très réduite ($< 0,003$ au lieu de $1,3$ pF pour une triode).

La capacité parasite est en général au moins égal à 25 pF.

La relation qui donne le gain d'étage est :

$$A = S \frac{\rho Z}{\rho + S}$$

Dans le cas d'une amplification pour télévision où ρ est très élevé puisqu'on utilise des pentodes, R_a formant le terme prépondérant de l'impédance Z aux fréquences du médium est beaucoup plus petit que ρ . On peut écrire : $A = S \cdot Z$.

Nous prendrons pour fixer les idées un exemple numérique. Soit : $S = 0,009$ $Z = 5.000$ et la somme des capacités en parallèle sur Z égale à 35 pF.

L'impédance de cette capacité à 1.000 périodes est $4,5$ mégohms; à 2 Mc/s elle est de 2.300 ohms.

A 1.000 c/s, la présence de la capacité est sans effet sur la charge, il n'en est pas de même à 2 Mc/s :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1}} = 2.000 \text{ ohms.}$$

Le gain à 1.000 périodes est $A = 0,009 \times 5.000 = 45$. A 2 Mc/s il tombe à $A = 0,009 \times 2.000 = 18$.

Que se passerait-il avec 1.000 ohms seulement ? L'impédance devient égale 920 ohms, le gain est :

$$\begin{aligned} \text{à 1.000 périodes : } & 0,009 \times 1.000 = 9 \\ \text{à 2 Mc/s : } & 0,009 \times 920 = 8,3 \end{aligned}$$

Dans le premier cas, la chute est 7,8 db. et dans le second 0,6 db. seulement.

Cet exemple nous oriente vers une première conclusion. Pour réaliser un amplificateur qui ait une réponse correcte aux fréquences élevées, il faut utiliser des lampes dont les diverses capacités internes soient réduites au minimum et qui possèdent une forte pente ; étudier la construction de façon que les capacités de câblage soient aussi réduites que possible ; utiliser des charges réduites, ce qui impose des gains d'étage faibles.

Faut-il augmenter le nombre des étages ? D'autres inconvénients interviennent alors, les affaiblissements aux fréquences élevées se multiplient les uns par les autres, les déphasages s'ajoutent. Heureusement, certains artifices permettent de corriger un étage classique et d'augmenter ainsi le gain aux fréquences élevées.

Un autre phénomène entre en jeu à cause de l'impédance complexe de la charge, c'est le déphasage entre la tension grille de la première lampe et la tension grille de la seconde lampe. L'angle de phase est déterminé par sa tangente $t_g \varphi = \omega C R$.

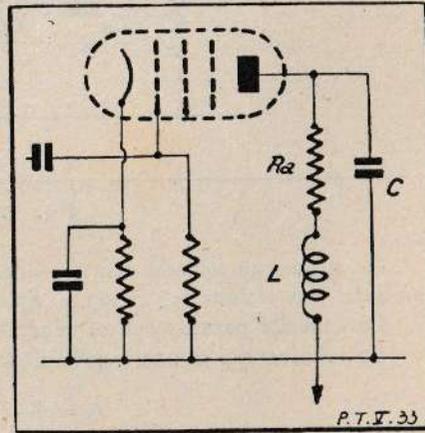


Fig. V-33

18. CORRECTION D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCES SUR LES FRÉQUENCES ÉLEVÉES. — Le moyen le plus efficace pour corriger un étage amplificateur de façon à maintenir une amplification convenable aux fréquences élevées est le suivant. On introduit dans le circuit d'anode une bobine L, ainsi, l'impédance de la charge totale d'anode montera avec la fréquence (fig. V-33).

Soit f_0 la fréquence maximum que l'étage doit pouvoir amplifier.

La résistance de charge R à adopter doit être égale à la réactance de la capacité de charge à la fréquence f_0 , qui est :

$$R = \frac{1}{2 \pi f_0 C}$$

La réactance du choc de compensation sera égale à la moitié de la résistance de charge

$$2 \pi f_0 L = \frac{R}{2}$$

Un circuit de charge constitué seulement par une résistance avec les capacités parasites en parallèle assure une amplification :

$$A = A_{\text{max.}} \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

Nous avons écrit : $R = \frac{1}{2 \pi f_0 C}$; portons cette valeur dans la relation qui donne A, nous obtenons :

$$A = A_{\text{max.}} \frac{R}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}}$$

le gain à la fréquence sommet est seulement :

$$A_0 = 0,707 \times A_{\text{max.}} \times R$$

Malgré les possibilités de compensation, la fréquence sommet f_0 ne peut être accrue indéfiniment, car on doit diminuer R quand f_0 croît. Puisque le gain tombe selon une loi qui suit :

$$\frac{1}{f_0} \quad (A = A_{\text{max.}} \cdot R = \frac{A_{\text{max.}}}{2 \pi f_0 C})$$

la fréquence limite est atteinte quand :

$$\frac{A_{\text{max.}}}{2 \pi f_0 C} = 1$$

Les propriétés amplificatrices de l'étage aux fréquences plus élevées que $f_0 = \frac{A_{\text{max.}}}{2 \pi C}$ sont telles que la tension de sortie tombe à une valeur inférieure à celle de la tension d'entrée.

Toutes ces relations renferment la valeur C_0 . Il faut la déterminer, on utilise pour cela une méthode qui tient compte du fait que le gain d'un étage non compensé tombe à 70,7 % de sa valeur aux fréquences moyennes, à la fréquence f' pour laquelle

$$R' = \frac{1}{2 \pi f' C}$$

Pour effectuer cette mesure, on introduit comme charge dans le

circuit d'anode une résistance R' assez élevée (5 à 6.000 ohms). On polarise la grille du tube suivant de façon qu'il détecte par la plaque.

On injecte dans le circuit de grille de l'étage à corriger une tension de fréquence 10.000 (par exemple) et l'on ajuste son amplitude pour que le courant d'anode atteigne une valeur I_1 .

Ensuite, on détermine la fréquence f' à laquelle la tension d'entrée doit être élevée de $\sqrt{2}$ fois sa valeur à 10.000 périodes pour maintenir un courant I_1 dans le circuit d'anode du tube qui sert au contrôle.

La valeur de la résistance R' est plus grande que celle de la résistance R et la fréquence f' est plus basse que la fréquence f_0 .

La fréquence remarquable f' est utilisée pour calculer C par la relation :

$$C = \frac{I}{2 \pi f' R'}$$

Grâce à la méthode employée, la valeur de C contient toutes les capacités parasites, lampe de sortie comprise.

Nous avons vu qu'il faut utiliser le tube qui suit l'étage à étudier pour contrôler la tension de sortie de cet étage. Dans un récepteur de télévision il n'y a en général qu'un seul étage d'amplification vidéo-fréquence, il attaque le tube à rayons cathodiques; ce sont les électrodes de celui-ci qui seront utilisées comme voltmètre.

On ajuste la tension de polarisation du cylindre de Wehnelt de façon que le point de fonctionnement soit placé dans la partie inférieure du coude de la caractéristique. Un milliampèremètre sensible inséré dans le circuit de cathode du tube permettra de lire les variations du courant (fig. V-34).

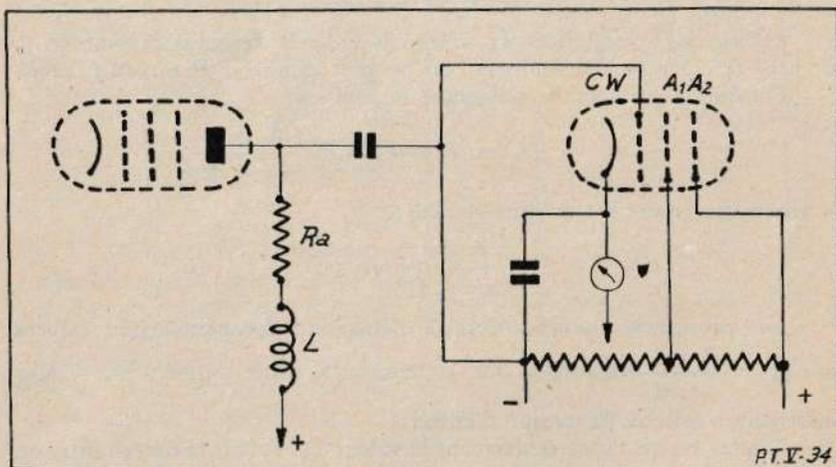


Fig. V-34

19. LA BRILLANCE, LE CONTRASTE D'UNE IMAGE EN TÉLÉVISION. — Rappelons que la brillance d'une surface est l'intensité lumineuse émise normalement par un centimètre carré. En télévision, la brillance caractérise l'éclat lumineux du spot.

Le contraste, lui, est le rapport qui existe entre les blancs et les noirs d'une image.

Pour que les contrastes soient respectés, il faut que les courants qui les reproduisent aient des amplitudes proportionnelles à celles des courants issus des appareils qui les enregistrent.

Mais il ne suffit pas que les courants soient semblables, il faut encore que la brillance de l'écran du tube à rayons cathodiques soit linéairement proportionnelle au courant qui crée le spot, ce qui n'est pas toujours le cas. Aussi, il se produit des déformations qui se traduisent par des exagérations de contrastes par exemple.

Le réglage de la polarisation du wehnelt (lumière) combiné judicieusement avec celui du contrôle de l'amplification du récepteur (contraste) permet de réaliser le dosage optimum de l'image en brillance et en contraste. Les noirs doivent bien trancher sur les blancs, sans exagération cependant.

Si le wehnelt est trop peu polarisé, le retour du spot est visible. En général, un bon réglage est réalisé pour la lumière quand sans signal l'écran est presque obscur. Si dans ces conditions, on obtient une image bien contrastée, c'est que le récepteur est assez sensible et donne un gain satisfaisant.

**RÉALISATION — ESSAIS
APPAREILLAGE DE MISE AU POINT**

**RÉCEPTION DU SON — RÉCEPTEUR INDÉPENDANT
RÉCEPTEUR A DEUX CANAUX**

Une émission de télévision est logiquement accompagnée d'une émission sonore. Celle-ci est faite sur une fréquence proche de la fréquence de l'émission image.

Le centre de la Tour Eiffel donne une émission d'image sur 46 Mc/s. et une émission sonore sur 42 Mc/s.

Une bonne réception du son est la première performance à réaliser par le débutant en télévision; nous lui conseillons de commencer par construire un récepteur son indépendant, dont la plage de réception sera assez étendue pour lui permettre de monter jusqu'à la fréquence image. Il lui sera ainsi possible de se familiariser avec les circuits travaillant sur ces fréquences et d'étudier les antennes qui, en son lieu d'expérience, donnent les meilleurs résultats.

Deux solutions sont possibles pour assurer la réception du son dans une installation réceptrice de télévision ;

a) Le récepteur indépendant qui peut être alimenté en commun avec le récepteur image, ou à part. Il est dit indépendant par le fait que tous les circuits actifs lui sont propres depuis l'antenne jusqu'au haut-parleur. C'est la solution idéale pour l'amateur, elle est souvent réalisée sur le principe de l'amplification directe.

b) Le récepteur à deux canaux qui est réalisé avec un seul étage pour le changement de fréquence et deux circuits amplificateurs à fréquence intermédiaire. Les circuits de l'amplificateur son peuvent être à large bande passante : 20 à 50 Kc/s. à 20 db., la qualité de reproduction musicale sera excellente. De plus, si l'on travaillait avec une bande passante classique (8 Kc/s.) le moindre dérèglement du circuit d'hétérodyne ferait perdre l'émission; autre avantage, lors du calage du circuit d'hétérodyne, il est permis de tricher un peu au désavantage des circuits son.

Examinons pour fixer les idées, comment se présente le problème dans le cas de la réception du centre de la Tour Eiffel (Image 46 Mc/s., Son 42 Mc/s.).

La fréquence intermédiaire du canal image du récepteur a été choisie égale à 13,4 Mc/s., l'oscillateur local sera ajusté sur : $46 + 13,4 = 59,4$ Mc/s.

Si nous plaçons dans le circuit anode de la lampe changeuse de fréquence deux circuits à fréquence intermédiaire l'un réglé sur 13,4 Mc/s., l'autre sur $59,4 - 42 = 17,4$ Mc/s. il sera possible de recueillir à la sortie de l'amplificateur placé derrière chaque circuit, d'une part la tension correspondant à l'image et, d'autre part, celle qui se rapporte à l'émission sonore (fig. VI-1).

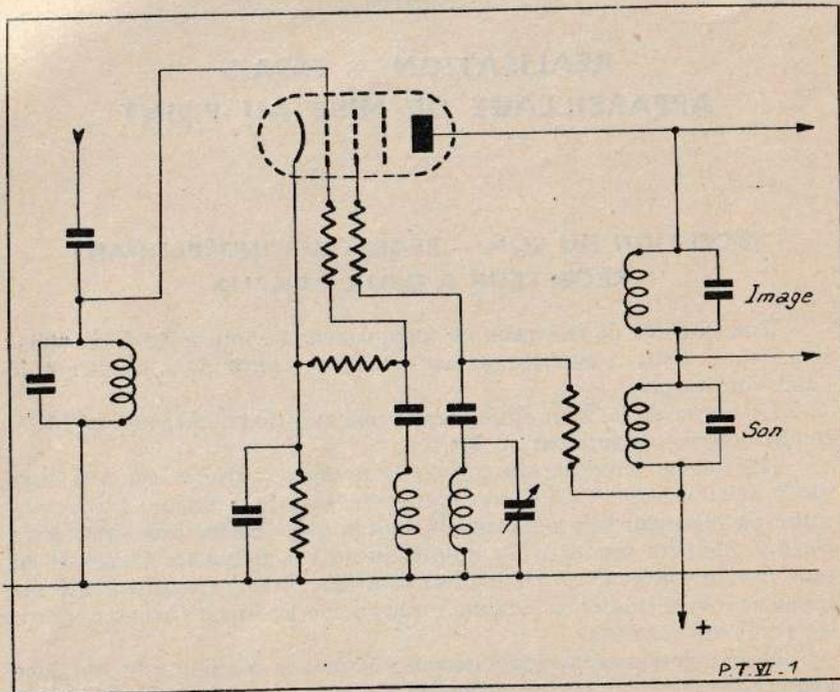


Fig. VI-1

RÉCEPTEUR SON INDÉPENDANT A AMPLIFICATION DIRECTE. — Dans certains endroits bien situés, peu éloignés de l'émetteur, une détectrice à réaction EF6 par exemple suivie d'une pentode de sortie EL3N peut donner de très bons résultats.

Nous donnons ci-dessous deux réalisations de ce montage précédé d'un étage haute fréquence.

Le premier montage est représenté figure VI-2. Il est équipé des tubes suivants : EF50, EF6, EL3N. Nous ne parlerons pas de l'alimentation. Notons seulement à son sujet qu'elle doit assurer le chauffage des lampes puis l'alimentation en tension plaque (250 volts). Le courant demandé est d'environ 50 mA.

L'alimentation du récepteur son peut être empruntée à l'alimentation du récepteur image qui devra dans ce cas être dimensionnée en conséquence. Le schéma est classique, l'effet de réaction est obtenu par la variation de la tension écran du tube détecteur.

La figure VI-3 montre le second montage. Ici, l'étage amplificateur

est équipé d'un tube EE50 à émission secondaire. Le circuit d'antenne est aperiodique.

Si le constructeur le désire, la résistance de couplage de 20.000 ohms peut être remplacée par un circuit accordé ayant les mêmes constantes que le circuit secondaire du transformateur de couplage.

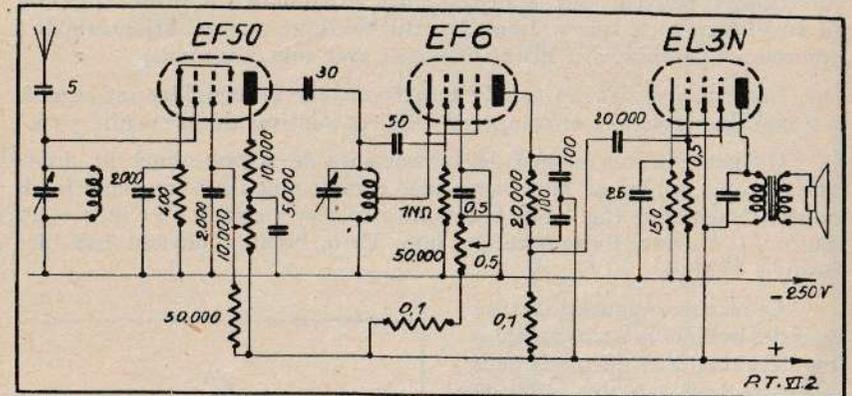


Fig. VI-2

Noter le procédé type de montage du tube EE50. Le courant circulant dans le circuit cathode est faible, puisque les courants de la cathode froide et de l'anode sont de sens contraire; pour obtenir une valeur de

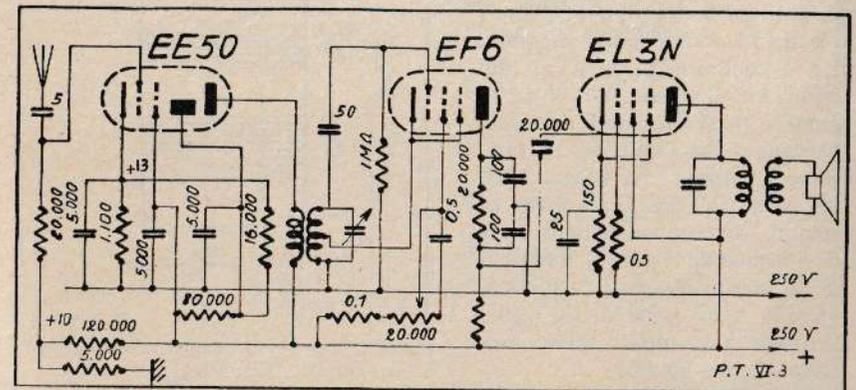


Fig. VI-3

polarisation aussi fixe que possible, il faut placer dans le circuit cathode une résistance de (1.100 ohms) et la faire traverser par le courant du diviseur de tension qui alimente la cathode froide. La cathode primaire est portée au potentiel de + 13 volts par rapport à la masse, le retour du circuit grille de commande doit en conséquence s'effectuer sur un diviseur de tension dimensionné pour que la grille soit portée à un potentiel de + 10 volts. La tension de polarisation est alors de 3 volts.

Certains constructeurs montent ce tube sans prendre ces précautions, le traitant comme un tube EF50.

Les capacités d'accord utilisées sont du type à air, leur valeur maximum est 130 pF.

Les bobines qui permettent avec ces capacités de couvrir la gamme intéressante peuvent être réalisées ainsi : diamètre du mandrin 12 mm fil émaillé 10/10, 4 spires. Longueur du bobinage 12 mm. Prise cathode à environ 2/3 de spire côté masse (à établir avec soin aux essais).

Le primaire, dans le cas du transformateur de couplage, est enroulé à 2 mm du secondaire et comprend 4 spires jointives de fil émaillé 3/10.

On peut utiliser au lieu de la résistance de 20.000 ohms du circuit antenne une bobine de choc constituée comme suit : sur un mandrin de 12 mm de diamètre (fig. VI-4) fil émaillé 3/10 $a = 5$ spires, $b = 10$, $c = 25$. Entre a et b 1 mm. Entre b et c 2 mm. Cette bobine convient très bien jusqu'à 6 Mc/s.

Ce récepteur peut être réalisé avec des bobines interchangeables montées sur des mandrins de petit diamètre logés dans des culots de lampes à broches. Une fois étalonné, il constitue un appareil fort utile pour la mise au point d'hétérodynes. La gamme 17,6 à 33,3 Mc/s est couverte avec une bobine exécutée sur un mandrin de 12 mm. Le primaire est fait de 5 spires de fil 2/10 émaillé jointives. Le secondaire placé à 2 mm comporte 8 spires de fil 15/10 émaillé, prise cathode à 1/2 spire. Longueur du bobinage 13 mm. Pour la gamme 11,1 à 22,2 Mc/s le mandrin est hexagonal, en stéatite, distance entre deux faces de l'hexagone 25 mm, longueur de la bobine 12 mm, 7 spires fil émaillé 6/10 prise à 1/2 spire. Primaire à 10 mm, 6 spires jointives fil 2/10 émaillé.

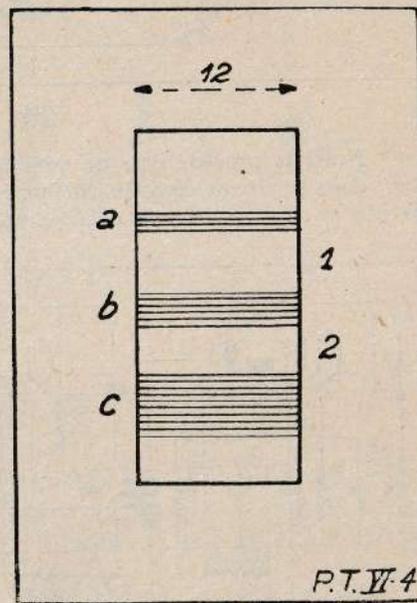


Fig. VI-4

La gamme de fréquence la plus basse couvre 6 à 12,5 Mc/s, elle comporte 11,5 spires de fil émaillé 6/10 enroulées sur un mandrin de 25 mm de diamètre. La prise cathode est faite à 3/4 de spire. Le primaire est fait de 8 spires fil émaillé 2/10 jointives. Il est placé à 10 mm du secondaire.

L'antenne sera constituée par un fil d'un quart de longueur d'onde environ ou par un doublet. Dans ce cas le couplage se fait par une spire enroulée sur la bobine d'accord. Le point milieu de la spire sera mis à la masse.

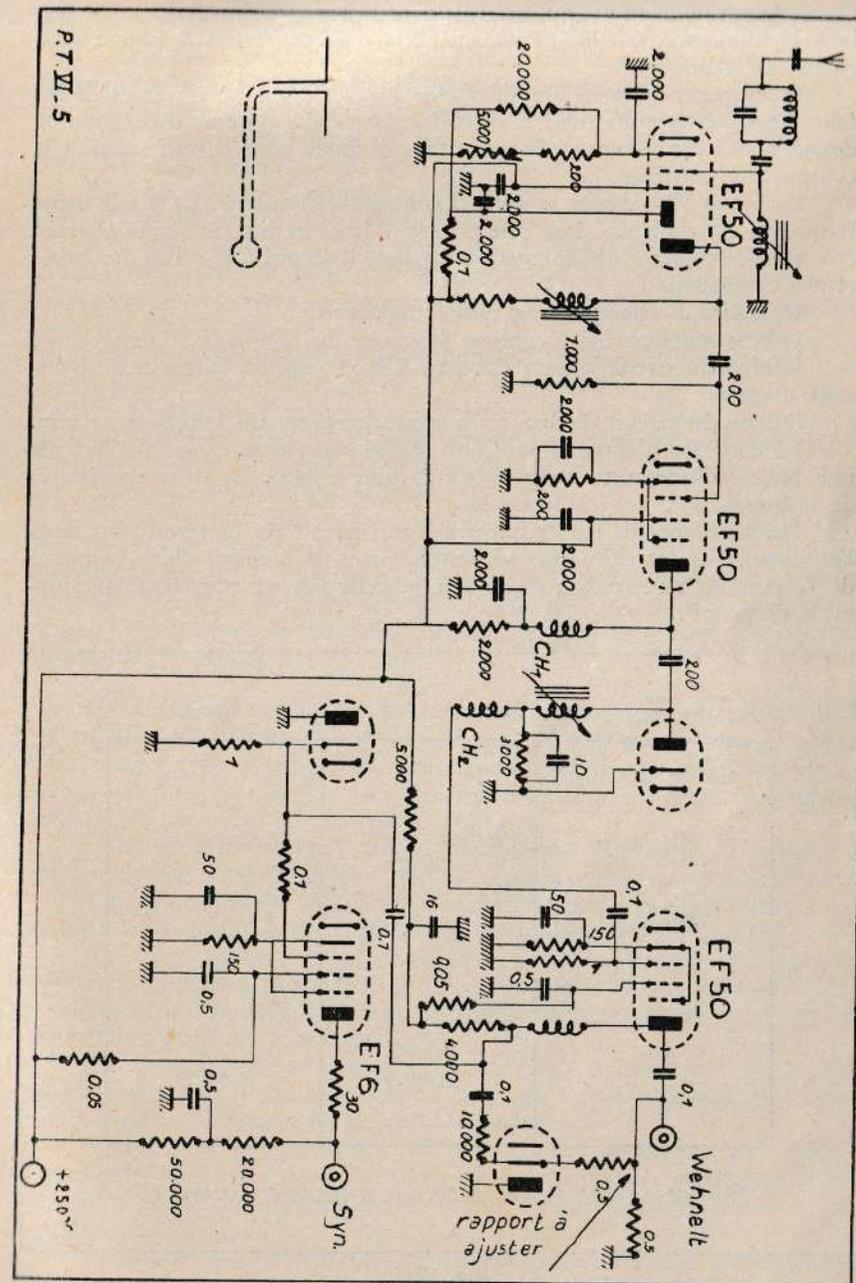


Fig. VI-5

DESCRIPTION D'UN RÉCEPTEUR D'IMAGE A AMPLIFICATION DIRECTE. —

Ce récepteur ne nécessite qu'un nombre de tubes restreint, il donne de très bons résultats avec une bonne antenne, bien dégagée, dans une région assez proche de l'émetteur.

Il comporte 2 étages amplificateurs haute fréquence, un étage détecteur, un étage amplificateur à vidéo-fréquence, un système de séparation des signaux à diode et pentode, et enfin une diode pour la restitution de la composante continue.

La figure VI-5 donne le schéma général de l'appareil. La partie haute fréquence est classique dans son principe. Les circuits résonants peuvent être réalisés comme suit, sans autre capacité d'accord que celles des tubes et des connexions :

Diamètre du mandrin : 20 mm fil nu 10/10.

Bobine antenne : 5 1/2 spires, longueur du bobinage 16 mm.

Bobine du circuit plaque du tube EE50 : 3 spires, longueur du bobinage 8 mm.

Bobine du circuit diode : 5 1/2 spires, longueur du bobinage 14 mm.

Le couplage d'antenne peut être réalisé soit par une capacité soit par une boucle d'une spire couplée à la bobine entrée, les deux extrémités de la boucle sont reliées au dipôle.

Un filtre accordé sur la fréquence son peut être inséré en série dans l'antenne. Il est constitué par un enroulement de 6 spires d'une longueur de 14 mm sur un mandrin de 20 mm accordé par un condensateur ajustable de 30 pF.

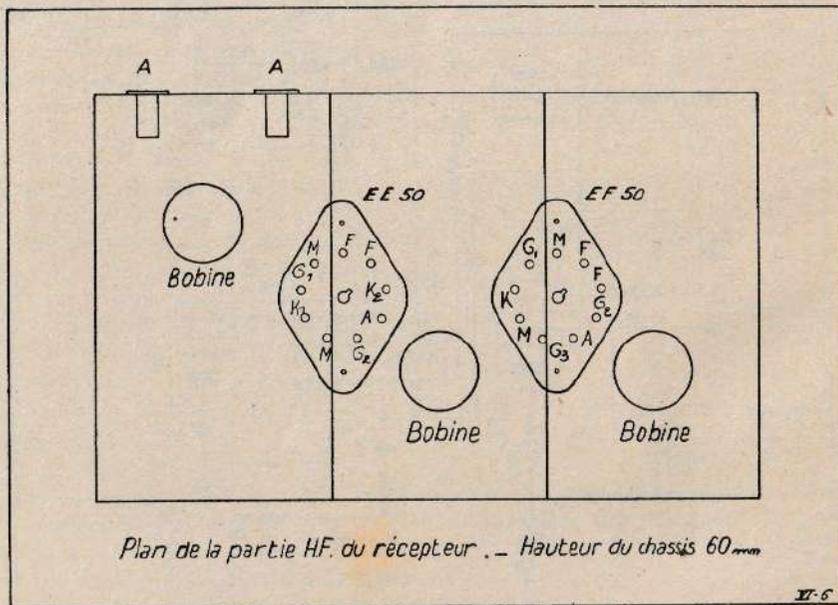


Fig. VI-6

La bobine de choc CH₁ est constituée par 20 spires de fil 10/10, sa longueur est de 40 mm. Le diamètre du tube 13 mm.

La bobine CH₁ est enroulée sur un tube semblable mais est faite avec du fil de 3/10 émail, la longueur est de 15 mm. L'étage vidéo-fréquence est corrigé par la bobine L₁ selon le procédé décrit dans cet ouvrage.

La prise de synchronisation est faite après la bobine L₂ pour que la capacité parasite en tête de cette bobine soit moins grande.

Le système séparateur a été décrit dans un précédent chapitre.

Le retour du wehnelt est fait sur un diviseur de tension, de résistance totale égale à 1 mégohm, dont le rapport sera ajusté au mieux.

Les diodes pour la restitution de la teinte de fond et pour le dispositif séparateur sont les deux éléments d'un tube EB4.

A la sortie du tube EF6, on remarque le jeu de capacités et résistances ayant pour mission de séparer les signaux entre eux et de les aiguiller sur la triode à gaz intéressée par l'une ou l'autre des deux catégories de signaux : ligne ou image.

L'accord et le réglage de l'amortissement des circuits seront faits en s'inspirant des passages se rapportant à ce sujet traités dans un autre paragraphe. Rappelons qu'avec un casque connecté à la place du wehnelt on peut contrôler le fonctionnement du récepteur, entendre le ronflement à 50 p/s des signaux de synchronisation image et, si le casque est de qualité, le 11.000 périodes des signaux ligne.

La figure VI-6 montre la disposition à prendre pour la construction de la partie haute fréquence du récepteur. Les douilles A. A. sont les entrées d'antenne. Les supports de lampe sont à cheval sur des cloisons verticales qui séparent les circuits grille des circuits plaque. Le tracé de la figure montre le casier cloisonné et clos qui doit être aménagé dans le châssis du récepteur.

UN ENSEMBLE ALIMENTATION HAUTE TENSION, BASSE TENSION ET BASES DE TEMPS. — La figure VI-7 (voir III-34, p. 44) montre un ensemble pour alimentation d'un tube à rayons cathodiques d'un récepteur et des bases de temps représentées dans la partie gauche du schéma. Il n'y a rien de particulier à signaler dans ce montage classique.

Dans les deux bases de temps, une fraction seulement de la tension en dent de scie issue des triodes à gaz est appliquée aux lampes de puissance par le jeu d'un diviseur de tension à capacités pour la base de temps ligne et d'un diviseur de tension à résistances pour la base de temps image.

Les étages de sortie sont montés avec contre-réaction pour réduire la distorsion. Il n'y a pas de capacité en parallèle sur les résistances de cathode.

Les lampes sont couplées aux bobines de déviation au moyen de transformateurs adaptateurs d'impédance.

Les bobines doivent être couplées par paires dans un sens tel que les flux produits s'ajoutent, si le sens de couplage est mauvais dans une paire il n'y a aucun balayage dans le sens intéressé par elle.

Il faut aussi penser au sens de branchement de la paire de bobines, un premier essai sur émission renseignera sur ce sens. Si l'image reproduite est à l'envers, il faut inverser entrée et sortie de la paire de bobines donnant la déviation verticale.

La bobine de concentration est alimentée par la source basse tension à travers un potentiomètre de 5.000 ohms qui permet de régler le courant à une vingtaine de milliampères. Cette bobine est placée derrière les bobines de déviation.

PREMIÈRES MISES AU POINT (fig. VI-7) : voir III-34, page 44

- 1° Retirer les deux triodes à gaz. Allumer l'ensemble après avoir mis le potentiomètre P_1 commandant la luminosité vers A_1 . Attendre une minute afin que le filament puisse prendre sa température normale. Déplacer le curseur du potentiomètre P_1 vers la masse, jusqu'à l'obtention d'un point lumineux à peine visible. Arrêter la rotation du curseur car la luminosité pourrait devenir trop grande et produire une brûlure sur l'écran fluorescent. Régler ensuite le curseur du potentiomètre P_2 pour obtenir un point lumineux aussi net que possible correspondant à la meilleure concentration.
- 2° Couper le courant et remettre en place les deux triodes à gaz. Rallumer et attendre quelques minutes pour que l'ensemble prenne sa température normale. Régler ensuite le potentiomètre P_1 pour obtenir une grande luminosité. Si les deux bases de temps fonctionnent, on verra un double balayage sur l'écran fluorescent. En déplaçant le curseur du potentiomètre P_4 , on fait varier la fréquence du balayage horizontal. Un déplacement du curseur vers la masse fait diminuer la fréquence. Un déplacement vers la cathode fait augmenter la fréquence. Une augmentation de la fréquence correspond à une diminution du chemin parcouru par le point lumineux. Mêmes remarques pour le réglage de P_3 qui commande la fréquence du balayage vertical.
- 3° Régler la fréquence du balayage vertical sur 50 relaxations par seconde. Il suffit de regarder le bord de l'image qui est toujours légèrement ondulé pour voir si la fréquence est de 50. Lorsque le bord à droite reste immobile et lorsque l'on distingue une seule ondulation suivant celle de la figure VI-8 la fréquence est alors ajustée sur 50 relaxations par seconde. Signalons en passant que cette ondulation est due au filtrage des bases de temps où une composante alternative de la H.T.

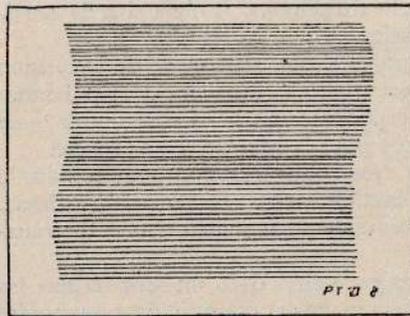


Fig. VI-8

se traduit par un déplacement successif des lignes d'exploration. Les bords de l'image sont ainsi ondulés.

- 4° Après le réglage de la fréquence d'image, vérifier la variation de la fréquence des lignes. Le contrôle préalable de la fréquence exacte nécessite un générateur basse fréquence. Mais lorsque l'on constate une variation suffisante de l'amplitude du balayage horizontal (amplitude

qui doit varier entre 10 cm et 18 cm) on est certain d'atteindre la fréquence exacte du balayage horizontal.

- 5° Relier les bornes « synchronisation » et « modulation » avec les bornes correspondantes du récepteur.
- 6° Ce dernier ayant été vérifié au casque, on réglera sa sensibilité au maximum. On verra à ce moment sur l'écran fluorescent, une série de traits noirs et blancs qui défilent dans toutes les directions. Régler

très doucement le potentiomètre P_4 . A un certain moment, l'image sera synchronisée et apparaîtra distinctement sur l'écran fluorescent.

- 7° Si les bords de l'image se déchirent (voir fig. VI-9), retoucher le potentiomètre P_4 . Si le manque de stabilité persiste, vérifier si le récepteur se trouve bien réglé sur le maximum de sensibilité.
- 8° L'image peut rester instable (fig. VI-9) lorsque le signal est trop faible. A ce moment, il est nécessaire de vérifier le récepteur et l'installation de l'antenne.
- 9° L'image est trop contrastée (fig. VI-10). A ce moment, désensibiliser légèrement le récepteur mais sans oublier de retoucher aux poten-

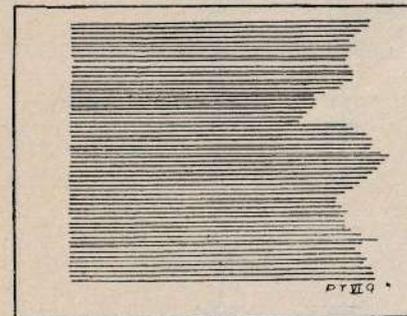
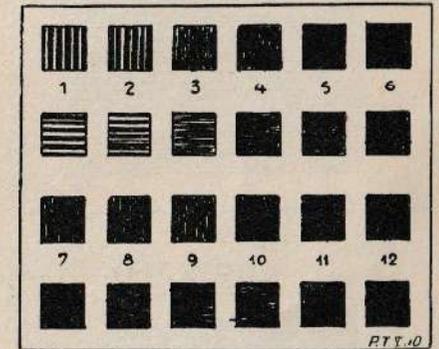


Fig. VI-9 et Fig. VI-10



tiomètres de synchronisation P_3 et P_4 . Chaque fois que l'on désensibilise le récepteur, il faut également diminuer les valeurs de P_4 et de P_3 .

- 10° L'image se déplace verticalement (fig. VI-11). Retoucher au potentiomètre de la synchronisation verticale P_3 . Pour trouver le réglage exact, faire

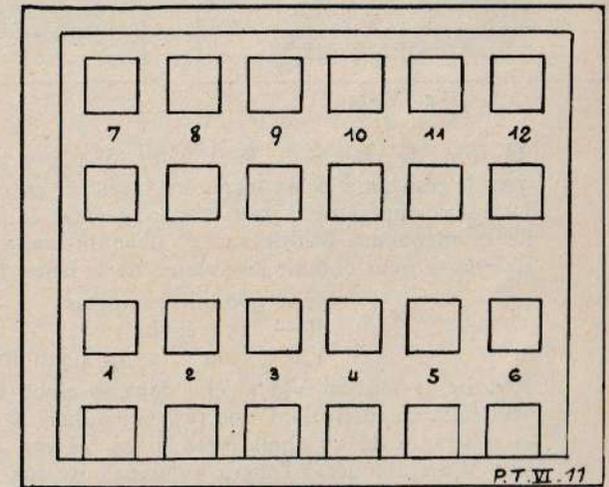


Fig. VI-11

défiler d'abord l'image de bas en haut. Arrêter ce déplacement vertical en variant le potentiomètre P₃.

11° L'image montre en haut un tremblement horizontal sur les premières lignes d'exploration (fig. VI-12). Faire varier le potentiomètre P₄ dans le sens de l'augmentation de l'amplitude horizontale. Revenir ensuite au réglage de P₄ correspondant à la meilleure stabilité.

12° L'image est trop petite. Vérifier la H.T. appliquée à l'anode principale

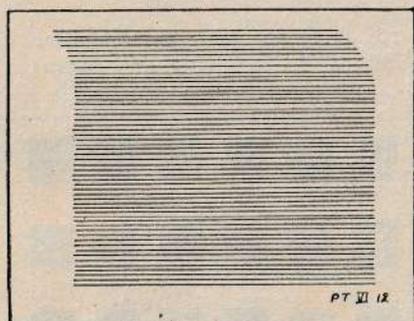


Fig. VI-12

Fig. VI-13 →

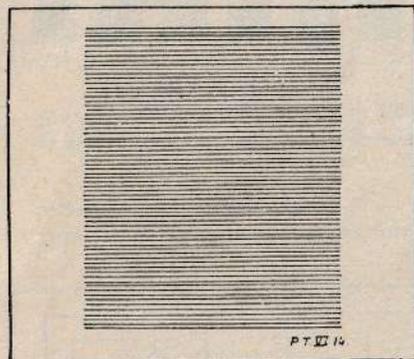


Fig. VI-14

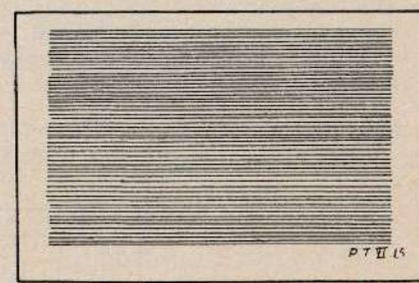
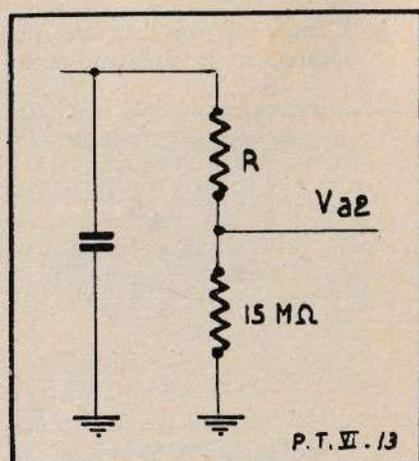


Fig. VI-15

du tube de télévision. Pour cela, intercaler un microampèremètre dans la résistance de 15 mégohms branchée entre + et - 4.000 volts. Le microampèremètre sera connecté entre la masse et la résistance de 15 mégohms. Multiplier la valeur du courant par la valeur de la résistance pour obtenir les valeurs de la haute tension. Par exemple :

$$i = 300 \text{ microampères}$$

$$R = 15 \text{ mégohms}$$

$$V_{a2} = 300 \times 15 = 4.500 \text{ volts.}$$

Réduire la tension V_{a2} si elle dépasse 4.000 volts. Cette réduction sera faite en intercalant une résistance dans la connexion allant vers la résistance de 15 ohms (voir la fig. VI-13). En diminuant la tension V_{a2} appliquée à l'anode principale du tube de télévision, le for-

mat de l'image augmente. Attention pendant la manipulation, couper chaque fois le courant avant de faire une mesure. Attendez la décharge du condensateur de filtrage à travers la résistance de 15 mégohms. Cette décharge nécessite 5 minutes.

13° L'image est trop haute (fig. VI-14). Augmenter la valeur de la résistance R_{g1} insérée dans le circuit de grille de la lampe EL₃ de la base de temps image.

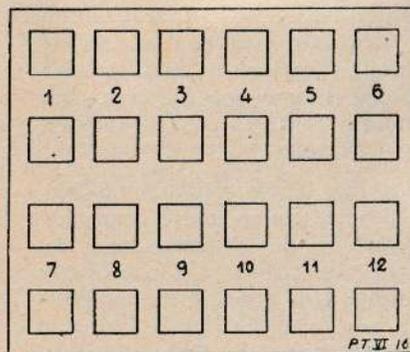


Fig. VI-16

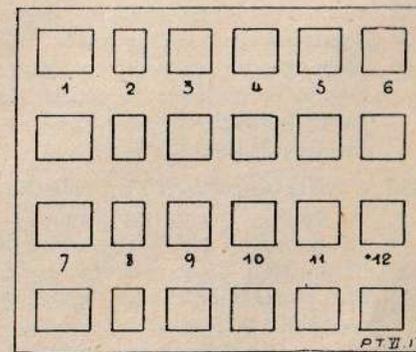


Fig. VI-17

14° L'image n'est pas assez haute (fig. VI-15). Diminuer la résistance R_{g1} insérée dans le circuit de grille de la lampe EL₃ de la base de temps image.

15° L'image est trop large. Vérifier le condensateur connecté entre les électrodes de la triode à gaz de la base de temps lignes. En augmentant la valeur de C on diminue la largeur de l'image ainsi que la distorsion de charge du condensateur.

16° Essais sur les mires de fréquence. Lorsque le format est bien ajusté on commencera l'étude de distorsion sur les mires de fréquence. La figure VI-16 montre la reproduction de celles-ci sans aucune déformation dans les excursions verticales et horizontales du point lumineux.

17° Distorsion à gauche de l'image. L'image est très serrée sur son bord gauche. Ceci indique que la résistance d'amortissement de l'enroulement secondaire du transformateur de lignes R_a est trop faible. Il faudrait donc insérer une résistance variable de faible valeur (500 ohms) en série avec la résistance R_a. En diminuant ainsi l'amortissement par la résistance variable, on peut éviter la distorsion à gauche de l'image.

18° Distorsion à gauche et sur la mire N° 2 (fig. VI-17). La mire N° 1 est trop large et la mire N° 2 est trop étroite. Les autres mires passent sans distorsion. Cette déformation sur les mires un et deux provient d'un manque d'amortissement de l'enroulement secondaire du transformateur de lignes. Ce qui veut dire que la valeur de la résistance R_a est trop grande. Pour obtenir la valeur exacte de R_a, mettre un potentiomètre de 10.000 ohms monté en résistance variable aux bornes de R_a. Dans le cas où l'on peut trouver une résistance R_a à collier sup-

portant 10 watts, le réglage se fera facilement grâce au déplacement du collier. C'est donc la meilleure solution si l'on veut éviter toute distorsion de balayage. Malheureusement, ces résistances ne se trouvent pas facilement dans le commerce, elles sont déjà très encombrantes et coûteuses. C'est pour cette raison que nous avons utilisé une résistance fixe de 3.000 ohms qui donne un balayage de ligne sans que la distorsion soit gênante.

- 19° *L'image se trouve traversée par un trait blanc.* Cette modulation provient d'une correction trop accentuée de la self insérée dans le circuit anodique de la lampe vidéo du récepteur. On élargira la courbe de résonance de cette self en connectant une résistance en parallèle avec elle. A ce moment, la courbe de réponse devient normale et le trait blanc disparaît. Le trait blanc est surtout gênant lorsque la modulation est très faible.
- 20° *L'image est couverte d'un voile blanc situé vers le bord gauche.* Ce défaut est dû à la valeur trop faible de la résistance qui se trouve connectée en parallèle avec l'enroulement secondaire du transformateur de lignes (R_a). Il en résulte que la vitesse de parcours est beaucoup plus petite à gauche de l'image qu'à droite. Ceci produit une augmentation de la luminosité moyenne sur une partie de l'image située à gauche. En même temps, il y a distorsion de parcours. En augmentant la valeur de R_a , ce défaut disparaîtra. C'est donc la même distorsion que celle signalée sous le paragraphe 17 où l'on étudiait seulement les mires de fréquence.
- 21° *L'effet de miroir sur le bord gauche de l'image.* Il arrive de voir des images troubles vers le bord gauche. Une personne qui quitte la scène à gauche par exemple, réapparaît brusquement pour marcher vers la droite, mais sur un parcours très court. Les techniciens en télévision parlent de « roulage » à gauche. Ce phénomène est dû à une oscillation parasite au début de l'exploration horizontale. En augmentant la valeur de la résistance R_a connectée aux bornes de l'enroulement secondaire, l'oscillation disparaît et l'exploration devient normale. Il faut procéder avec méthode :
- 1° Régler d'abord la synchronisation pour une bonne stabilité.
 - 2° Ajuster la valeur de la résistance R_a en utilisant une résistance variable de 500 ohms montée en série avec une résistance fixe de 2.500 à 3.000 ohms suivant le matériel utilisé.
- 22° *Comment augmenter l'amplitude verticale ?* Il suffit de réduire la valeur de la résistance R_{g1} montée en série avec la résistance de grille. Dans le cas où la lampe de puissance se trouve alimentée par un pont, on aura intérêt à découpler ce dernier par un condensateur de 8 microfarads. L'amplification de la lampe augmente ainsi que l'amplitude de l'exploration verticale. Un autre procédé que l'on doit employer seulement dans le cas où l'alimentation est trop faible, et dans le cas, où l'on utilise un tube de télévision de petit diamètre, est la suppression de la contre-réaction. Pour supprimer celle-ci, il faut mettre un condensateur aux bornes de la résistance de polarisation.
- 23° *Comment augmenter l'amplitude horizontale ?* Pour les valeurs que nous avons publiées, l'amplitude se trouve réglée à son maximum. Si l'on

manque néanmoins d'exploration, vérifier la résistance de polarisation ainsi que la résistance d'alimentation de la grille-écran. En augmentant la tension de la grille-écran, l'amplitude augmente. Afin de ne pas dépasser les valeurs maxima admises par les fabricants de lampes, nous les publions ci-dessous :

$EL3$ V_{g2} max. = 250 volts. 4654 V_{g2} max. = 300 volts pour $I_a = 30$ mA et $V_{g1} = -25$ volts.

- 24° *Ne pas omettre la contre-réaction.* En supprimant la contre-réaction cathodique, l'amplification ainsi que le format augmentent. La distorsion de la lampe de puissance augmente également. L'exploration n'est plus linéaire. L'image est trop serrée à gauche, trop desserrée au milieu et encore légèrement serrée à droite.
- 25° *Attention au découplage dans la base de temps « Ligne ».* En découplant la résistance d'alimentation de la grille écran de la lampe de puissance la distorsion augmente. Dans notre réalisation, cette résistance est très faible. L'action produite par le découplage se manifeste très peu. Par contre, dans le cas où l'on utilise un grand tube de 30 cm avec des lampes 4654 et une résistance de 5.000 ohms, le découplage introduit une distorsion très gênante.
- 26° *Déformation de l'image due au circuit de synchronisation.* Cette déformation est due à un couplage entre grilles des triodes à gaz de chaque base de temps. En séparant les deux grilles, la déformation disparaît. Il suffit de mettre à la masse la borne « synchronisation » pour que les grilles soient reliées avec le — HT. A ce moment, le couplage disparaît ainsi que la distorsion. Pendant l'émission, la borne « synchronisation » se trouve reliée avec le récepteur, le couplage est donc inévitable. La distorsion, par contre, n'apparaît plus car la décharge de la triode à gaz « lignes » est commandée par le signal de synchronisation du poste émetteur. Cette commande annule la charge résiduelle provenant du couplage avec l'autre triode à gaz.
- 27° *L'image se trouve traversée horizontalement par un trait blanc.* Ce trait blanc provient d'un courant de grille de la lampe de puissance utilisée dans la base de temps « lignes ». Vérifier la tension de polarisation de la lampe. Il est probable que cette tension est trop faible ou que la lampe est défectueuse. Augmenter la résistance de polarisation avant de changer la lampe. Voir aussi si le condensateur de liaison ne présente pas de fuites.

RÉCEPTEUR ÉTUDIÉ PAR LES ÉTABLISSEMENTS SÉCURIT. — Nous allons décrire maintenant un ensemble récepteur commercial. Il a été étudié par le Laboratoire des Etablissements Bougault, fabricants des bobinages Sécurité. Cette maison met en vente le jeu complet des bobinages y compris la déviation, pour la réalisation de cet ensemble.

Il existe deux schémas, l'un appelé A_1 est un modèle plus économique que l'autre le type A_2 .

Nous donnons figure VI-18 le schéma de ce dernier et figure VI-19 les fragments du schéma A_1 qui lui sont propres. Le dispositif d'alimentation est le même pour les deux sauf le distributeur de tension pour le

pes capacités parasites. Le gain obtenu atteint par étage 14 à 20 db. ; même ordre de grandeur pour la partie M.F. de l'étage changeur de fréquence. La bande passante est 2,5 Mc. à 3 db. Une tension de 500 μ V. appliquée à l'entrée donne 15 volts efficaces à la sortie.

Les deux premiers tubes sont contrôlés dans leur circuit de cathode de façon à permettre à l'usager de doser au mieux la sensibilité du récepteur selon l'endroit où il l'exploite.

Des circuits réjecteurs représentés en pointillé éliminent la fréquence intermédiaire son de l'amplificateur image.

La détection est faite par une double diode 6H6 dont une moitié seulement est utilisée, un système de filtres bloque la haute fréquence afin qu'elle ne vienne pas apporter des perturbations dans l'étage vidéo-fréquence. La prise de la tension de synchronisation est faite au milieu du système pour que la capacité d'entrée du tube 6N7 ne vienne pas ajouter une capacité indésirable supplémentaire sur l'ensemble détecteur.

L'étage vidéo-fréquence est équipé d'un tube EL3N, il est corrigé au moyen d'une bobine L dont la valeur n'est pas rigide, mais fonction des capacités de câblage variables selon les réalisations. Une résistance variable de 1.000 ohms est insérée dans le circuit de cathode pour ajuster dans une certaine marge le gain de l'étage. Ce réglage permet de doser la tension qui module le wehnelt sans toucher à l'amplification à fréquence intermédiaire, donc sans modifier l'amplitude des signaux de synchronisation.

Une nouvelle double diode 6H6 dont une seule est utilisée sert à la restitution de la teinte par détection des signaux qui sortent de l'étage à vidéo-fréquence. La résistance de fuite du wehnelt est reliée à un diviseur de tension de résistance totale égale à $r M \Omega$ dont le rapport $\frac{a b}{b c}$ sera réglé selon le degré de teinte moyenne désiré. La cathode 6H6 n'est pas reliée à l'anode EL3N, mais au point de jonction de la bobine de correction et de la résistance de charge, ceci afin de réduire la charge capacitive sur l'anode.

SÉPARATION DES SIGNAUX. — Le dispositif de séparation des signaux de synchronisation comprend trois lampes. D'abord deux étages amplificateurs en cascade constitués par les deux éléments d'une lampe 6N7. La tension de sortie de ces étages est appliquée à la grille d'une EL3N travaillant en pentode saturée. Les signaux sont ensuite appliqués aux deux grilles d'une 6N7 dont chaque anode attaque un réseau approprié l'un à la fréquence ligne, l'autre à la fréquence image.

LE RÉCEPTEUR SON. — Une double diode-pentode 6H8 reçoit la tension de fréquence intermédiaire à travers une bobine de blocage *SF. Son*. La tension de fréquence 10 Mc/s est amplifiée et appliquée à un transformateur à primaire et secondaire accordés par noyau magnétique mobile. La bande passante est large, pour obtenir une bonne qualité musicale et aussi pour éviter les déformations ou même la perte de l'émission qui se produirait au moindre dérèglement du circuit oscillateur. Les diodes du tube 6H8 recueillent la tension secondaire pour la détection.

La tension à fréquence musicale est recueillie aux bornes d'une charge de 100.000 ohms et appliquée à un tube 6M7 qui attaque une EL3N. Une contre-réaction plaque-cathode est mise en œuvre dans cet ensemble.

MODELE A₁. — Récepteur image. Jusqu'au dernier transformateur à fréquence intermédiaire rien n'est changé (axe X Y) par rapport au modèle A₂. Le système détecteur est semblable. La grille de l'élément pentode d'une ECF₁ reçoit la tension détectée qui, amplifiée est recueillie dans le circuit anode corrigé de ce même élément. La liaison au wehnelt est directe.

Le dispositif séparateur est beaucoup plus simple que dans le modèle A₂, il ne met en œuvre aucun tube supplémentaire. La cathode libre de la lampe 6H6 reçoit les signaux amplifiés par l'élément pentode ECF₁, on recueille sur le circuit diode les signaux redressés. Le seuil de détection est à régler selon l'intensité du champ reçu (selon la distance de l'émetteur, l'emplacement et l'antenne utilisée) au moyen d'un potentiomètre placé dans un pont connecté entre plus et moins.

Les impulsions de tension ainsi redressées sont appliquées à la grille de la partie triode du tube ECF₁. On recueille dans le circuit anode les signaux de synchronisation qui sont triés par deux réseaux à résistances-capacités qui les conduisent à la triode à gaz ligne et à la triode à gaz image.

LE RÉCEPTEUR SON. — Deux lampes seulement sont utilisées pour l'équipement de ce récepteur. Une pentode-triode ECF₁, dont la partie triode sert à l'oscillateur commun, reçoit sur sa grille la tension de fréquence intermédiaire d'une bobine de blocage *SF. Son*; cette tension amplifiée est appliquée à un transformateur à deux enroulements accordés sur 10 Mc/s au moyen de noyau réglables.

La tension est détectée par les diodes d'une EBL₁, recueillie sur une charge de 200.000 ohms et appliquée à la grille de commande du tube ECF₁ dont l'élément pentode monté en réflexe assure la préamplification basse fréquence nécessaire à l'attaque convenable de la partie pentode EBL₁ qui commande le haut-parleur.

LES MIRES. LES APPAREILS DE MISE AU POINT. — Lorsqu'il s'agit d'étudier la qualité d'un récepteur radiophonique on fait le relevé de sa courbe de réponse totale à l'aide d'un générateur haute fréquence qu'on module en basse fréquence. On trace la courbe de la tension de sortie en fonction de la fréquence de modulation.

Il est normal de procéder d'une manière analogue pour un récepteur de télévision. Mais là, des phénomènes complexes interviennent, en particulier lors de la transmission à travers les amplificateurs de signaux à front raide, et l'étude sur des émissions est plus fertile en enseignements. Il sera difficile de se rendre compte des défauts sur des images mobiles. Les émetteurs passent avant les émissions normales des figures géométriques qui permettent de voir la qualité du récepteur ainsi que la linéarité des bases de temps.

Une mire classique sera constituée par exemple par un cercle puis plusieurs carrés, des noirs, des blancs. Le cercle devient une ellipse dont le grand axe est vertical ou horizontal selon que l'une ou l'autre des bases de temps a un défaut de linéarité. On peut aussi doser les amplitudes; les carrés permettent d'examiner les passages du noir au blanc, les traînages.

Une autre mire est formée de 24 carrés. Chaque carré est composé de lignes parallèles dont le nombre croît du carré 1 au carré 12. A chaque numéro correspondent deux carrés comptant un nombre de lignes identique, les uns disposées verticalement, les autres horizontalement. Cette

disposition permet de juger du pouvoir séparateur du récepteur dans le sens horizontal et de la définition dans le sens vertical, qui elle est fonction non de la bande passante mais de la finesse du spot et de la perfection de l'entrelaçage car, si les lignes paires ne tombent pas exactement entre les lignes impaires les traits horizontaux seront confus.

Le tableau suivant permet de voir quelle est la bande de fréquence que peut « passer » un récepteur si la mire n° 7 par exemple est nettement visible sur l'écran, à la mire 7 correspond une fréquence de 2,10 Mc/s. La qualité de ce récepteur est acceptable.

Mire 1	1,43 Mc/s.	Mire 7	2,10 Mc/s.
— 2	1,51 —	— 8	2,22 —
— 3	1,60 —	— 9	2,49 —
— 4	1,70 —	— 10	2,77 —
— 5	1,82 —	— 11	3,04 —
— 6	1,93 —	— 12	3,41 —

Il est souhaitable que les émetteurs consentent à « passer » des mires pendant de longs moments au cours de la journée. Le travail sur des images mobiles est délicat, et de plus l'attention de l'opérateur est inévitablement accaparée par le sujet de la scène ou du film.

Certaines sociétés possèdent pour la mise au point des récepteurs, et des amplificateurs pour émetteurs, une installation émettrice de très faible puissance. L'appareil de prise de vue habituel est remplacé par un tube appelé *Phasmajector* dont l'écran porte une image fixe, souvent une photographie prise d'un avion.

On construit, en France, actuellement des générateurs spéciaux pour l'étude des récepteurs de télévision. Ils produisent des signaux de forme géométrique ou des mosaïques complexes.

Les Laboratoires de Mesures et de Construction Radioélectrique construisent une baie d'étude universelle pour télévision. Cette baie comprend :

- 1° Un générateur de synchronisme pour 441 lignes avec sa lampe comparatrice et correctrice et le circuit discriminateur pour la mise en phase de la fréquence de 1/2 image avec la fréquence du secteur.
- 2° Un générateur d'images fixes (type phasmajector) avec sa base de temps et son ampli vidéo-fréquence.
- 3° Un générateur d'images électroniques pour la mesure de la linéarité du balayage et de la définition du système transmetteur.
- 4° Un récepteur de contrôle avec un ampli de modulation, un inverseur d'images et les bases de temps.
- 5° Un étage mélangeur de signaux.
- 6° Un émetteur pilote sur ondes très courtes de 2 watts H. F. avec bandes passantes pour vidéo-fréquence.
- 7° Un émetteur de 2 watts H. F. modulé sur ondes très courtes pour le contrôle de la réception du son.

HÉTÉRODYNE D'ALIGNEMENT. — Il est possible de construire et de faire fonctionner un récepteur de télévision en réglant les circuits sur une émission. Mais, le travail exécuté est de l'à-peu-près. Nous allons décrire

une hétérodyne spécialement accommodée pour le travail sur les récepteurs de télévision.

Cet appareil n'a rien de comparable avec un générateur de laboratoire, mais il peut rendre d'appréciables services ; en plus de l'alignement, il permet de faire des mesures comparatives de gains pour des mises au point de circuits.

GAMMES. — Deux gammes seulement ont été prévues : la gamme 1 pour l'ajustage des circuits d'accord et d'oscillateur, elle couvre 53 à 40 Mc/s. Rappelons que les fréquences adoptées pour la télévision parisienne sont 46 et 42 Mc/s., et que pour la définition adoptée en 1946, les fréquences allouées à la télévision sont situées dans cette gamme.

Il sera facile d'opérer des transformations lorsque le travail sur des linéatures plus grandes exigera des fréquences de porteuses plus élevées.

La gamme 2 est prévue pour l'ajustage des circuits de fréquence intermédiaire, elle s'étend de 17 à 8 Mc/s. C'est dans cette plage qu'on rencontre les zones les moins perturbées et qu'il est avantageux de situer la fréquence intermédiaire d'un récepteur de télévision.

Nous avons tenu à étaler le plus possible ces gammes afin que les lectures soient plus faciles pour le relevé des courbes de sélectivité.

LE SCHÉMA (fig. VI-21). — L'appareil que nous avons réalisé est équipé de deux lampes « gland » Miniwatt 4671, une pour chaque gamme, ceci pour éviter une commutation des circuits oscillants. On alimente l'anode de l'une ou de l'autre lampe.

Il est évident que l'hétérodyne peut être équipée d'autres tubes, par exemple une pentode EF6 montée en triode, et que l'on peut utiliser une commutation classique pour le changement de gammes. Le principe et la mise au point demeurent identiques.

Nous n'avons pas adopté l'oscillateur du type Hartley, malgré les avantages que présente ce montage pour la constance de la tension développée, afin qu'un condensateur variable classique puisse être utilisé. La valeur de la capacité variable permettant le réglage de la gamme 1 est de 44 pF, et celle employée pour la gamme 2 est de 180 pF.

Une bobine amène à la grille d'un tube EF50 une fraction de la tension développée dans le circuit oscillant. Le couplage est assez lâche pour que la variation de pente produite par la manœuvre de l'atténuateur progressif n'amène pas de dérèglement appréciable du circuit oscillant par variation de la capacité dynamique du tube EF50.

Nous avons cherché, par l'ajustage des conditions d'entretien des oscillations (couplage, nombre de spires, résistance parallèle) à obtenir à l'entrée de l'atténuateur à prises une tension aussi constante que possible, en fonction de la fréquence de travail.

Les résultats obtenus sont montrés sur la figure VI-21. On peut donc considérer comme exact le tracé d'une courbe de sélectivité effectué avec cette hétérodyne.

Il existe des bobines de choc disposées dans les circuits afin de limiter les fuites de courant à haute fréquence.

Le tube EF50 peut être modulé par la grille de suppression, par un tube EF6 monté sur un oscillateur à fréquence acoustique (environ

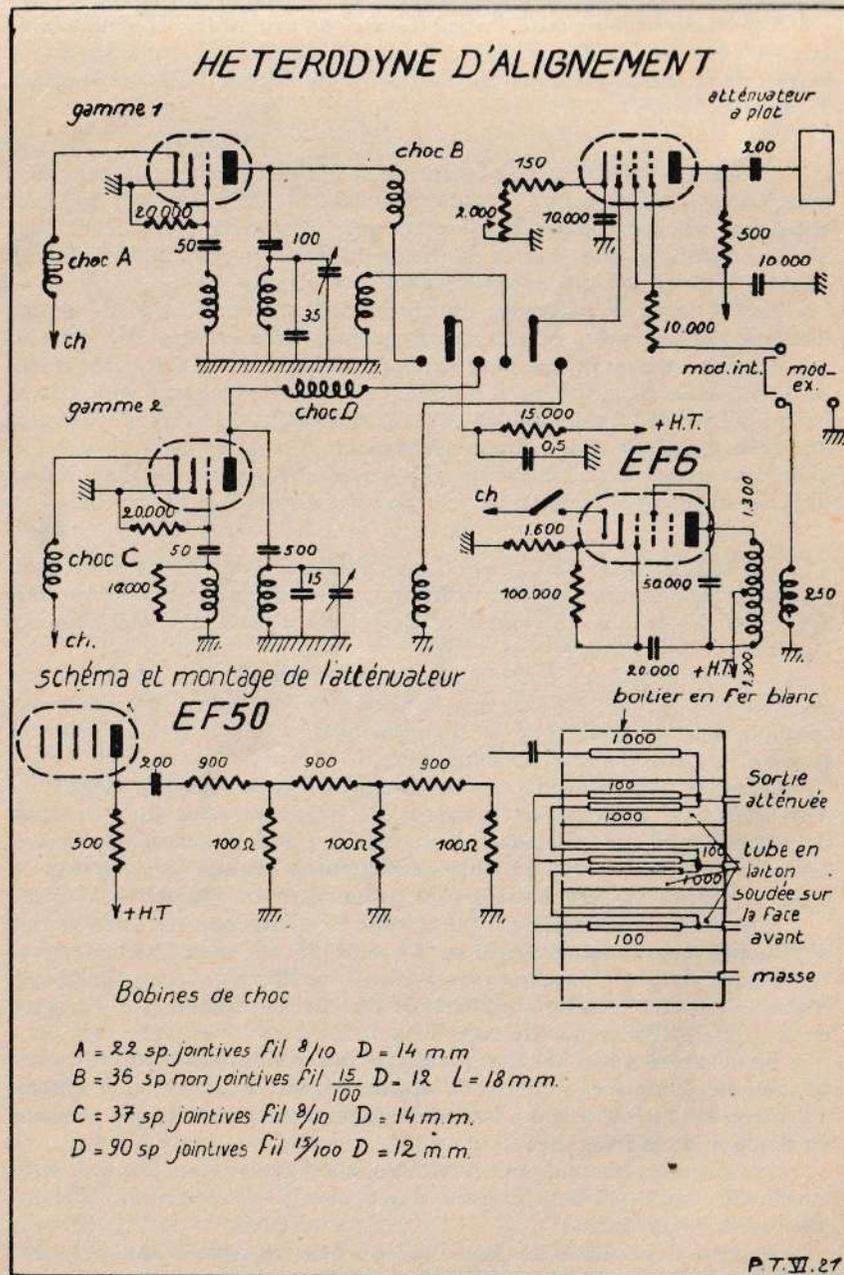


Fig. VI-21

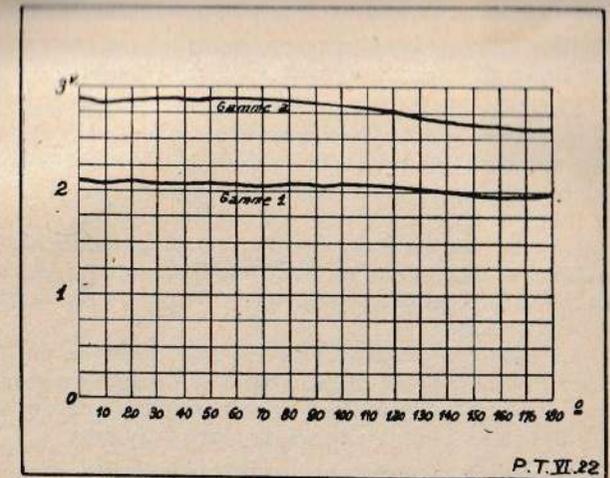


Fig. VI-22

400 périodes) ou bien par un modulateur extérieur. Un interrupteur permet de couper le chauffage de cet étage modulateur.

RÉALISATION. — Le système des oscillateurs est monté dans un petit coffret dont sortent : les circuits d'alimentation et les connexions des bobines « pick-up ». Ce coffret est isolé électriquement du châssis et de la boîte extérieure. Tous les fils de masse sont ramenés en un même point.

Le commutateur est fixé sur le flanc du coffret et immédiatement derrière lui on trouve le tube EF50 placé horizontalement, son support étant lui aussi sur le flanc du coffret.

Le condensateur variable est logé dans le coffret, sa liaison au bouton avant est assurée par un axe isolant.

La capacité d'accord pour la gamme 1 (44 pF) a une capacité résiduelle de 8 pF. Un trimmer de 35 pF est placé en parallèle pour assurer l'étalement recherché de la gamme.

Les bobines sont exécutées en fil de 8/10 émaillé. Diamètre intérieur 10 mm 5 spires sur une longueur de 10 mm pour le circuit accordé et 5 spires jointives pour le circuit d'entretien. L'enroulement est exécuté sans support, dans l'air. Un espace de 3 mm est ménagé entre les deux bobines. La masse est à leur point de jonction. La bobine « pick-up » est faite de 1 spire de fil 8/10 émaillé, son diamètre a été ajusté à 12 mm.

La capacité d'accord de la gamme 2 (180 pF) a une capacité résiduelle de 25 pF. un trimmer de 15 pF est placé en parallèle. La bobine accordée est exécutée en fil de 8/10 émaillé, comporte 18 spires sur un tube de carton bakérisé de 10 mm de diamètre. La longueur de l'enroulement est 16 mm. La bobine d'entretien est confectionnée au-dessus de la première après interposition d'un tube de carton bakérisé fendu qui nous conduit à un diamètre de 12,5 mm, elle est constituée par 5 spires jointives de fil 6/10 émaillé, enroulement placé du côté grille.

La bobine « pick-up » est également enroulée sur ce tube, elle comporte 3 spires jointives en fil de 8/10, elle est placée du côté masse et enroulée dans le sens de la bobine accordée.

L'atténuateur a été réalisé dans un boîtier sur la face avant duquel on a soudé 3 tubes de laiton qui renferment les résistances. Celles-ci sont tout simplement du type $\frac{1}{4}$ de watt à couche résistante.

Le couvercle du boîtier sert au montage de l'ensemble, les jonctions des résistances 900 et 100 ohms sont soudées sur des douilles isolantes fixées sur cette platine avant et qui viendront s'encastrent dans des trous ménagés dans le panneau avant de l'appareil. Les douilles sont au centre des tubes de laiton.

Chaque résistance de 100 ohms a son extrémité libre sortie à l'arrière du boîtier et raccordée à un fil de masse commun. Les jonctions d'un tube à l'autre se font par des passages exécutés par un trait de scie aux extrémités arrières des tubes.

Le boîtier de l'atténuateur est isolé dans son ensemble du panneau avant, il est relié à une masse commune : coffret extérieur, panneau avant. Noter qu'il est bon lors des essais de procéder à des mesures sur l'importance des fuites pour des prises de masses diverses.

Comme le montrent les figures, trois prises atténuées sont prévues, leur rapport d'atténuation est de 10 : 1. En plus, un cordon de sortie blindé, à faible capacité permet d'assurer la liaison entre les prises et le récepteur. A l'extrémité de ce cordon dans un petit boîtier métallique se trouve un diviseur de tension supplémentaire analogue à ceux de l'atténuateur, il permet une nouvelle atténuation de 10 fois. Une antenne fictive assure la sortie de ce boîtier.

L'oscillateur basse fréquence a été réalisé à l'aide d'un circuit déjà connu. Sur la bobine d'un transformateur de haut-parleur on enroule 250 spires de fil 15/100 émaillé, puis 2×1.300 spires du même fil. Avant de réentôler, on coupe les branches latérales des tôles, de façon à n'avoir qu'un circuit à noyau droit qui a l'aspect d'un double T, les branches hautes et basses demeurant en place pour assurer le maintien de la bobine.

CHAPITRE VII

L'ÉMISSION

1. PRINCIPES. — Nous avons examiné au chapitre IV pourquoi la porteuse d'un émetteur de télévision doit être de fréquence élevée, supérieure à 40 Mc/s.

Rappelons quelle est la forme du courant dans l'antenne. La figure VII-1-a, nous montre l'aspect de ce courant dans le cas où un blanc correspond à une modulation à 100 % de la porteuse, et un signal de synchro-

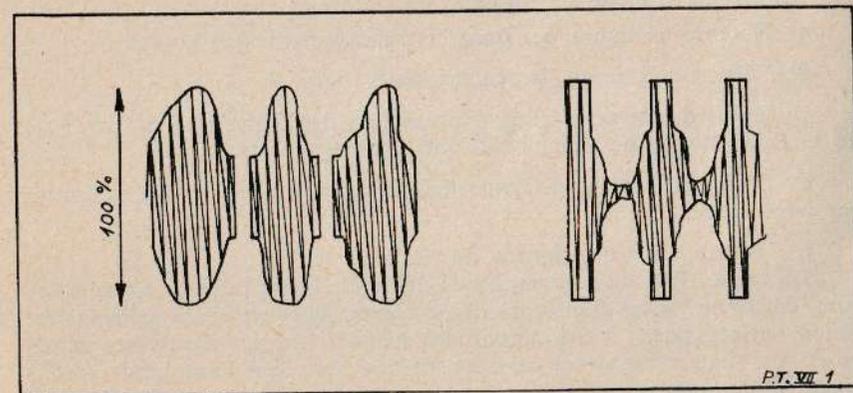


Fig. VII-1

nisation à la coupure de la porteuse; alors qu'en *b*, nous voyons la forme d'un courant se rapportant à une modulation de 100 % pour un signal de synchronisation et à un minimum de profondeur de modulation pour un blanc.

Dans le premier cas, un noir correspond à une profondeur de modulation en général fixée à 30 %, dans le second à 70 %.

La modulation s'effectue comme en radiophonie, mais, évidemment, vu la complexité des signaux à transmettre et la plage énorme de fréquence de modulation à couvrir, les amplificateurs et les procédés de liaison sont différents.

Souvent on supprime une des bandes latérales, ce qui a pour conséquence d'utiliser au mieux les possibilités d'une exploration en 455 lignes

et de réaliser à la réception un amplificateur ayant une bande passante moitié de ce qu'elle devrait être, à qualité égale, ce qui permet d'avoir un gain d'étage plus important, donc de réduire le nombre de ceux-ci.

Si l'on supprime une bande latérale à l'émission ce qui est assez difficile à réaliser aux fréquences utilisées en télévision, on réduit l'encombrement de l'éther.

Il a été démontré mathématiquement et l'expérience a prouvé qu'à l'émission comme à la réception, la suppression d'une bande latérale n'altère nullement la qualité de l'image.

Une émission de télévision est caractérisée par des normes. Nous donnons ci-dessous les normes se rapportant à l'émetteur de Paris installé à la Tour Eiffel.

2. NORMES DES ÉMISSIONS DE TÉLÉVISION DU POSTE DE PARIS TOUR EIFFEL :

1° Longueur d'onde de l'émetteur vision : 6^m52 (46 Mc/s).

2° Longueur d'onde de l'émetteur son : 7^m14 (42 Mc/s).

3° Polarité de transmission : positive.

Les signaux de vision modulent l'onde haute fréquence en crête.

4° Nombre d'images par seconde : 50 demi-images avec analyse entrelacée, soit 25 images complètes par seconde.

5° Nombre de lignes par image : compris entre 440 et 455.

6° Format de l'image (largeur/hauteur) : 5/4.

7° Durée des signaux de synchronisation des lignes : $16\% \pm 1\%$ de la durée totale de parcours d'une ligne complète.

8° Durée des signaux de synchronisation des images : de 10 à 15 lignes par demi-image.

9° Transmission des signaux de vision :

La valeur de crête de l'amplitude de l'onde haute fréquence rayonnée par l'émetteur vision étant considérée comme constante, les signaux de vision correspondent à des amplitudes haute fréquence comprises entre 30 et 100 % de cette valeur de crête, de telle sorte que l'amplitude 30 % correspond toujours aux points les plus noirs de l'image, tandis que les points les plus blancs sont représentés par l'amplitude 100 %. Le niveau du noir (amplitude nominale 30 %) est maintenu constant à 3 % près.

10° Transmission des signaux de synchronisation :

Les amplitudes haute fréquence, comprises entre 0 et 30 %, représentent les signaux de synchronisation. Ces signaux sont formés de rectangles. Lorsque l'amplitude haute fréquence théorique est nulle, il peut subsister une onde résiduelle dont l'amplitude reste toujours inférieure à 5 %.

3. FORME DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION. — La figure VII-2 montre la forme des signaux qui sont transmis après chaque ligne d'exploration. La modulation à 100 % de l'émetteur correspond au blanc, la modulation à 30 % au noir. La plage de modulation qui s'étend entre 30 % et zéro est réservée aux signaux de synchronisation.

On voit que le signal proprement dit consiste en une suppression de la porteuse (niveau zéro) pendant 10 micro secondes. Après cette

suppression, un petit palier au niveau du noir est passé, sa durée est de 5 micro-secondes, son but est d'assurer un niveau bien défini au début de la modulation de chaque ligne, modulation qui, nous l'avons vu, s'échelonne à partir de 30 % et peut atteindre 100 % si un blanc se présente au long de l'exploration de la ligne.

La figure VII-3-a représente l'aspect du signal pair de synchronisation image alors que la figure VII-3-b montre celui du

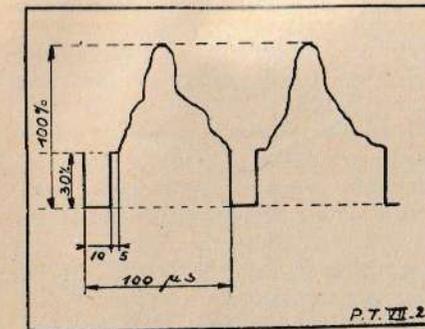


Fig. VII-2

signal impair. Il s'agit des signaux anglais 405 lignes, les signaux de l'émission des P. T. T. sont pratiquement identiques.

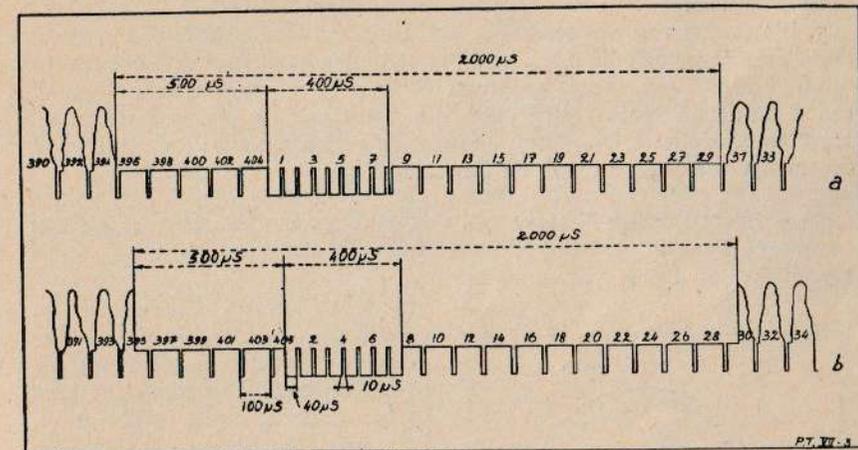


Fig. VII-3

On voit que la modulation d'image est supprimée pendant 2.000 micro-secondes, temps correspondant à 10 lignes, que la durée des signaux de synchronisation est de 400 micro-secondes (4 lignes) et qu'ils sont précédés par un temps de délai de 500 micro-secondes.

Le signal de synchronisation d'image est interrompu par un certain nombre de tops qui continuent à maintenir la synchronisation ligne. Pendant le signal de synchronisation d'image on voit qu'il est nécessaire de passer un nombre d'impulsions double de celui nécessaire à la synchronisation ligne.

4. PROCÉDÉS D'EXPLORATION MÉCANIQUE, PROCÉDÉS PAR VOIE ÉLECTRONIQUE. — Dans les deux systèmes l'analyse est faite point par point, en

général par lignes successives en commençant en haut et à gauche de l'image. La vitesse de lecture est très grande, elle peut atteindre 2.000 kilomètres à la seconde.

Quand l'analyse est faite par voie électronique, les mouvements nécessaires pour l'exploration et la reconstitution des images (analyse et synthèse) sont effectués exclusivement par des déplacements de faisceaux d'électrons.

Si des moyens mécaniques sont mis en œuvre pour l'analyse on utilise des disques perforés en spirale avec ou sans lentilles (disque de Nipkow), des jeux de miroirs inclinés sur un tambour tournant (roue de Weiller).

Ces systèmes ont été abandonnés surtout à la réception depuis l'apparition dans le commerce des tubes à rayons cathodiques, ils possèdent une inertie inévitable qui rend impraticable l'emploi d'une fréquence élevée, condition d'une définition acceptable. Les dimensions deviennent vite prohibitives. Une très petite quantité de lumière seulement parvient à la cellule photoélectrique chargée de traduire en variations de courant les variations de lumière ou variations d'éclairement du sujet, ceci requiert un éclairage extrêmement intense de ce dernier.

Jusqu'ici, tous les systèmes électroniques d'exploration sont fondés, sous une forme quelconque, sur les propriétés du tube à rayons cathodiques.

5. L'ANALYSE PAR LES PROCÉDÉS MÉCANIQUES. — La surface à explorer doit l'être en une durée inférieure à celle de la persistance de l'impression lumineuse sur l'œil ($1/16^e$ de seconde) pour qu'au moment de l'exploration du dernier point, le premier soit encore vu. On utilise couramment $1/25^e$ de seconde. Dès qu'une exploration est accomplie, une autre doit commencer afin que l'œil ait l'impression d'une vue continue.

6. 1^o LE DISQUE DE NIPKOW. — Ce procédé est également utilisé à la réception, il est le moyen le plus simple pour explorer une image ou la reproduire, et a été longtemps employé.

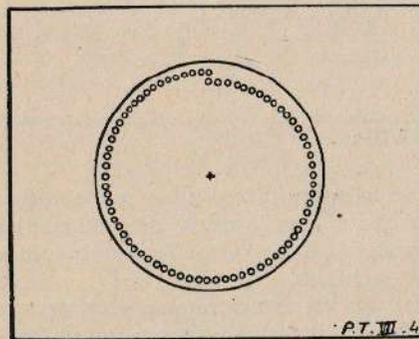


Fig. VII-4

Un disque de Nipkow est découpé dans une feuille de tôle mince (quelques dixièmes de millimètres). Des trous sont percés dans la tôle, disposés en spirale dont le pas est égal à la hauteur de l'image et la distance entre deux trous égale à sa largeur (fig. VII-4).

Le diamètre est compris entre 25 et 50 centimètres, il y a 30 à 60 trous d'un diamètre de 1 millimètre.

Une source lumineuse S rayonne sur un système optique à deux lentilles établi de façon

qu'entre les deux lentilles existe un faisceau parallèle. La spirale perforée du disque parcourt ce faisceau pendant la rotation. Les pinces lumineux qui passent par ces trous arrivent sur le sujet qui est ici une surface carrée.

Pendant que le disque fait un tour, la surface de l'objet est balayée sur des petites bandes telles que *a b*.

L'objet est entouré de cellules C pouvant recueillir la lumière provenant de tous les points du sujet (fig. VII-5).

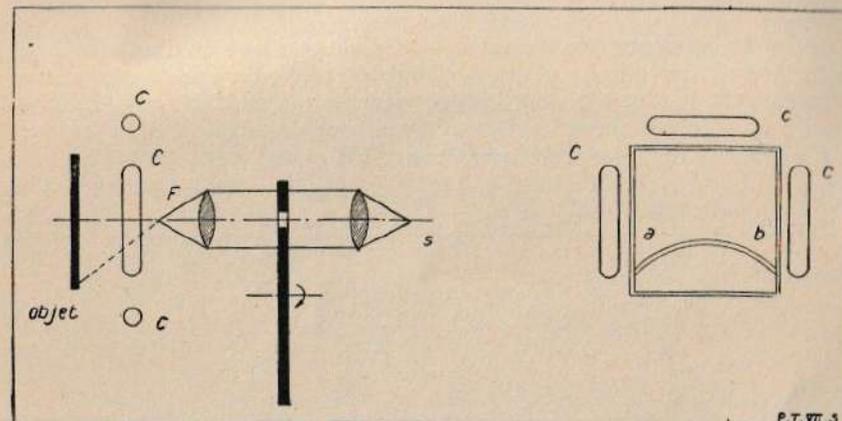


Fig. VII-5

Le rendement lumineux est sérieusement amélioré par l'emploi de lentilles introduites dans des trous percés dans le disque. Celui-ci est alourdi, ce qui peut provoquer du « pompage » : les images se balancent.

Un autre procédé consiste à placer la cellule derrière le disque, par rapport au sujet et à éclairer celui-ci par des projecteurs (fig. VII-6). Ce dernier système présente un inconvénient, le sujet est ébloui.

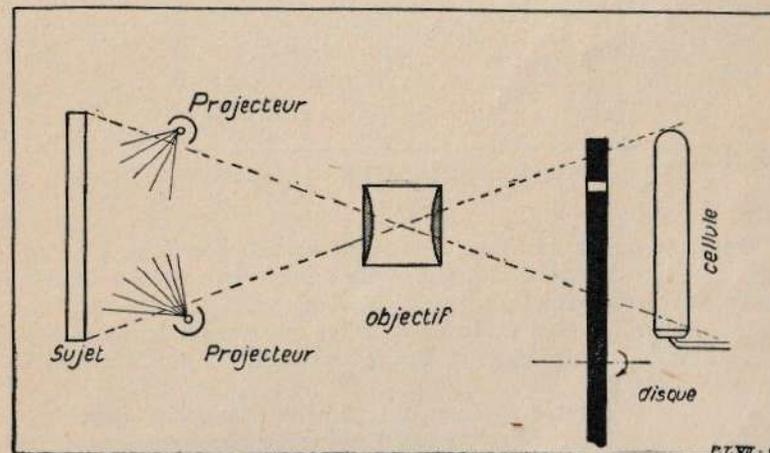


Fig. VII-6

Les trous dans le disque sont en général de section carrée, parfois ils sont ronds et d'un diamètre légèrement supérieur à la distance des deux lignes de

trame. On a remarqué que le chevauchement des lignes est beaucoup moins désagréable que leur éloignement qui se traduit par une bande noire. Les trous peuvent avoir aussi la forme de carrés sur les côtés haut et bas desquels on aurait percé un trou triangulaire, de cette façon on élimine les défauts d'équidistance des lignes.

7. 2° LE TAMBOUR DE WEILLER. — On dispose autour d'un tambour, côte à côte, des miroirs plans. Le tambour reçoit un faisceau lumineux émanant d'une source S dont l'image vient former en T la tache d'exploration du sujet à transmettre. Quand le tambour s'est déplacé d'un angle α , la longueur l du sujet a été balayée (fig. VII-7).

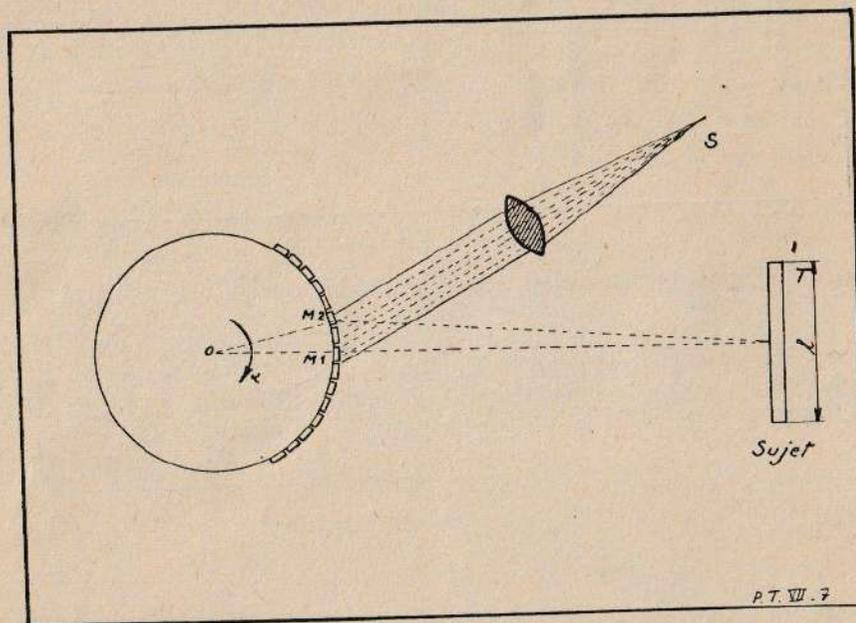


Fig. VII-7

Pour que toutes les lignes l ne se recouvrent pas, chaque miroir est incliné sur l'axe du tambour, la différence d'inclinaison entre deux miroirs consécutifs correspond à la largeur d'une ligne.

Les dimensions sont évidemment telles que lorsque le rayon réfléchi par le miroir M_1 quitte l'objet en bas, le rayon réfléchi par M_2 se présente en haut de l'objet.

Pour que le faisceau de lumière ait toujours la même intensité, on reconnaît qu'il est nécessaire que celui qui est issu de la source recouvre complètement l'étendue $M_1 + M_2$.

On a construit des tambours ayant un diamètre de 50 cm avec 50 miroirs, mais leur poids entraîne les mêmes ennuis que celui amené par l'incorporation des lentilles dans le disque de Nipkow.

8. LES TUBES MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS. — Nous savons qu'on utilise pour multiplier le nombre d'électrons dans un tube le choc d'un électron contre une molécule gazeuse. Il y a par ce choc production d'électrons secondaires. Le pouvoir multiplicateur atteint facilement cinq fois. Plusieurs particularités limitent l'usage du tube à gaz :

a) La pression dans l'ampoule constituant une valeur déterminante du fonctionnement du tube, celui-ci peut avoir un fonctionnement instable et irrégulier.

b) Amorçage d'arc dû à une surcharge, tube inutilisable.

c) Inertie importante due aux phénomènes ioniques.

Dans un tube possédant une plaque portée à un potentiel positif, un électron arrivant sur la plaque avec une vitesse élevée, arrache de cette plaque plusieurs électrons.

On construit des lampes simples à émission secondaire, renfermant une cathode chaude K_1 , une grille de commande G_1 , une grille écran G_2 , une cathode froide K_2 , une anode a , et deux écrans de concentration s_1, s_2 (fig. VII-8).

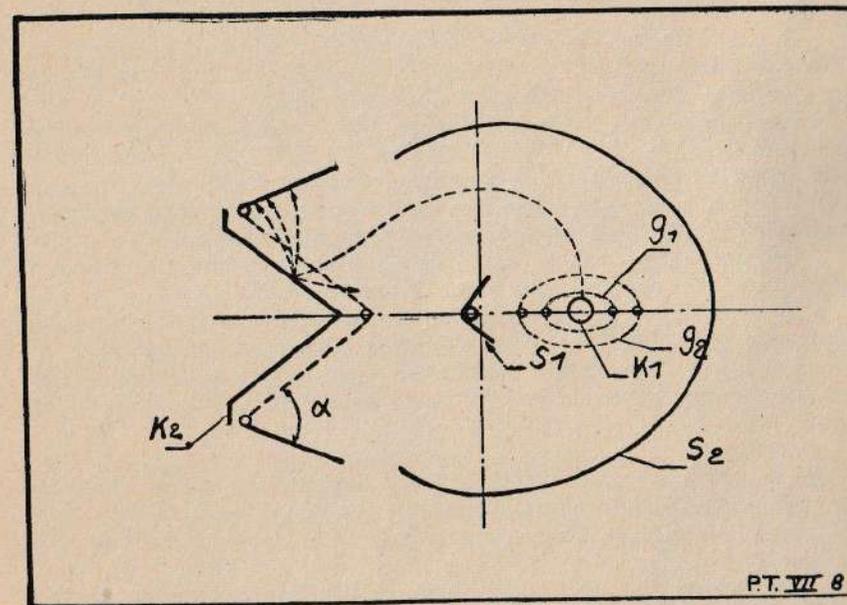


Fig. VII-8

Chaque électron primaire qui frappe K_2 produit un certain nombre d'électrons secondaires grâce à une couche en général composée de césium déposée sur le molybdène qui constitue K_2 .

Un type caractéristique de cette lampe est le tube EE50 Philips qui a remplacé le 4696. Il est très utilisé sur les récepteurs de télévision.

Zworykin a mis au point un tube utilisé en télévision à l'émission qu'on appelle couramment : le multiplicateur d'électrons (fig. VII-9).

Nous décrirons un tube comportant à l'entrée une photocathode P, qui reçoit directement la lumière. La plaque antagoniste A attire les élec-

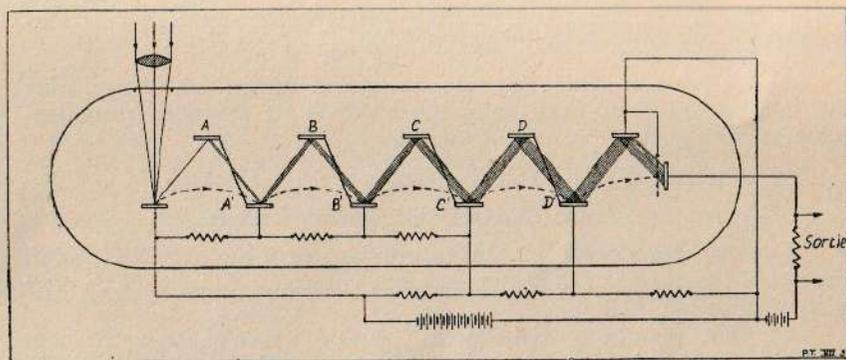


Fig. VII-9

trons, il s'en détache des électrons secondaires dans le rapport de 7 à 8 pour un.

Ils sont à leur tour attirés par une plaque A' portée à un potentiel plus élevé ; A' libère 7 à 8 fois plus d'électrons attirés par B, etc... On obtient un gain de 10^7 fois, avec un bruit de fond très réduit.

Les liaisons entre les premiers étages sont assurées par des résistances placées à l'intérieur du tube. Les plaques A', B', C' assurent l'émission secondaire, elles sont reliées respectivement aux plaques déflectrices A, B, C... qui fonctionnent concurremment avec un champ magnétique qui donne au faisceau électronique le parcours indiqué en tirets.

Les plaques A' B' C'... sont revêtues d'oxyde de césium déposé à chaud et dans le vide sur une feuille d'argent.

La dernière plaque, portée au potentiel maximum, est protégée par un écran. On évite ainsi l'absorption directe de l'émission électronique.

Les tracés en traits multiples donnent une image de l'amplification, les chemins parcourus par les électrons sont, rappelons-le, représentés en tirets.

9. ANALYSE PAR VOIE ÉLECTRONIQUE. — Les procédés décrits ci-dessus ne sont plus utilisés depuis 1934-1935, époque où le tube à rayons cathodiques est entré dans la pratique courante. Nous ne les avons cités que pour mémoire.

Les dispositifs qui mettent en œuvre l'analyse électronique sont : l'Iconoscope, le Télépantoscope de Castellani, la caméra de Farnsworth, l'Orthiconoscope ou Orthicon, l'Isoscope (C. d. C. — Barthélemy).

Nous passerons en revue successivement ces différents appareils.

10. L'ICONOSCOPE. — En 1905, Rignoux et Fournier utilisèrent une mosaïque constituée par un échiquier de 64 cellules au sélénium. Chaque cellule commandait par deux fils un volet monté dans la case correspondante d'un échiquier récepteur. L'image à transmettre était projetée sur les cellules et celles d'entre elles qui étaient touchées laissaient passer un

courant qui actionnait les volets. La lumière cachée ou dévoilée par les volets reproduisait l'image.

Quand une image est explorée mécaniquement, point par point, la cellule n'est soumise à la lumière envoyée par un point donné que pendant le temps très bref où ce point est éclairé.

EXEMPLE. — Soit à transmettre une image divisée par l'exploration en 80.000 points. Il faut passer 25 images à la seconde, la durée de transmission d'un point est de :

$$\frac{1}{25} : 80.000 = 7 \times 10^{-7} \text{ seconde}$$

On sait que le courant circulant dans le circuit d'une cellule est proportionnel à l'intensité de la lumière qui frappe cette cellule et au temps d'exposition.

Considérons maintenant un appareil photographique muni d'un objectif F : 4,5, des mesures ont montré que le flux lumineux total frappant la plaque dans le cas d'une vue prise en plein air est de 0,1 lumen. Remplaçons la plaque par un disque établi pour la décomposition en 80.000 points. La cellule utilisée a une sensibilité de 10^{-5} ampère par lumen.

Le courant créé dans la cellule par un point est :

$$0,1 \cdot \frac{1}{80.000} \cdot 10^{-5} = 1,25 \cdot 10^{-11} \text{ ampère.}$$

La quantité d'électricité développée pendant ce temps sera :

$$Q = it = 1,25 \cdot 10^{-11} \cdot 7 \cdot 10^{-7} = 8,75 \cdot 10^{-18} \text{ coulomb.}$$

La charge d'un électron est $1,59 \times 10^{-19}$ coulomb.

Le nombre d'électrons qui sont captés pendant l'exploration d'un

$$\text{point d'image est : } \frac{8,75 \cdot 10^{-18}}{1,59 \cdot 10^{-19}} = 55$$

La plaque photographique travaille dans de bien meilleures conditions car tous les points sont explorés par la lumière pendant toute la durée de l'exposition. Une photographie prise à l'extérieur demande $1/100^e$ de seconde d'exposition soit un temps plusieurs milliers de fois plus grand que dans le cas de l'exploration étudiée ci-dessus.

Si le système de télévision fonctionnait sur le principe de l'œil, tous les points de l'image à transmettre affecteraient la cellule pendant tout le temps de la transmission de l'image. Dans le cas examiné, le courant de la cellule serait 80.000 fois plus grand. En télévision, où l'on cherche à utiliser un seul canal de transport, on est forcé d'explorer point par point, il faut utiliser un artifice qui permette d'accumuler l'énergie de l'image entre deux explorations successives.

Zworykin a résolu le problème après de longues recherches. Il utilise un tube à rayons cathodiques de construction spéciale comportant une mosaïque appliquée sur une plaque de métal isolée. Chaque élément de la mosaïque est une petite cellule. L'image est projetée sur cette mosaïque, il en résulte une émission continue de photo-électrons suivant la distribution de la lumière sur l'image. La charge acquise par chaque élément de la mosaïque est libérée par un rayon cathodique de balayage une fois par

exploration d'image par ce rayon. Les impulsions qui résultent de l'exploration sont amplifiées et modulent l'émetteur qui assure par voie hertzienne par exemple le transport de l'image. Ces variations du courant dans le circuit de l'iconoscope seront reproduites dans le circuit grille du tube à rayons cathodiques récepteur.

Dans les compte-rendus de l'IRE, Zworykin explique ainsi le fonctionnement de l'iconoscope. Soit P un élément de la mosaïque, C sa capacité par rapport à une plaque commune à tous les éléments. Le circuit

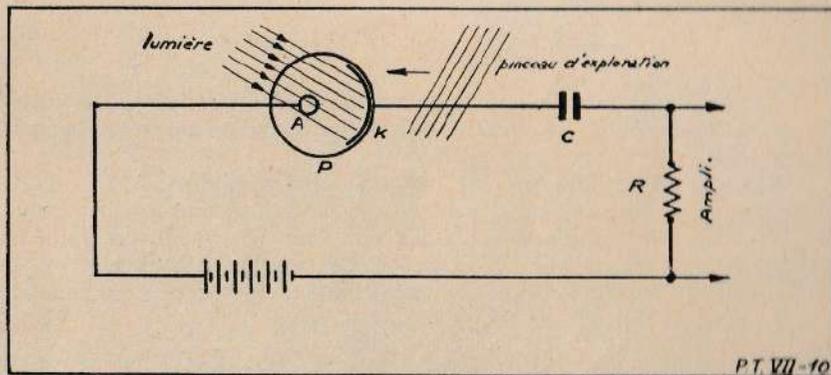


Fig. VII-10

complet comprend la cathode K, le condensateur C, la résistance R, une source continue et l'anode A (fig. VII-10).

Quand la lumière due à l'image projetée tombe sur la mosaïque, chaque cathode K d'élément émet des électrons, perd des électrons et le condensateur C est chargé positivement par la lumière. La grandeur de cette charge est fonction de l'intensité lumineuse. Quand le rayon électronique qui explore la mosaïque rencontre l'élément photoélectrique considéré, cet élément reçoit des électrons de ce rayon : C est de ce fait déchargé.

Ce courant de décharge de chaque élément sera proportionnel à la charge positive accumulée, donc le courant de décharge est proportionnel à l'intensité lumineuse frappant l'élément. La résistance R parcourue par ce courant permet d'obtenir une variation de tension utilisable pour l'attaque d'un amplificateur.

Traçons la représentation graphique de la charge de l'élément photoélectrique en fonction du temps (fig. VII-11) le potentiel croîtra continuellement par suite de la luminosité de l'image. La pente de la droite obtenue dépendra uniquement de la luminosité du point de l'image correspondant à la cellule photoélectrique élémentaire. La variation reste linéaire tant que C n'est pas chargé à fond ; il suffit de choisir C de valeur telle que cette saturation ne soit pas atteinte pour une fréquence donnée N des décharges. L'exploration étant uniforme, l'intervalle de temps t défini

plus haut et qui est égale à $\frac{1}{N}$ est également constant, donc la valeur de la

charge dépend uniquement de la luminosité du point considéré de l'image. La tension V_1 aux bornes de R est en définitive proportionnelle, elle aussi,

à la luminosité de l'image à l'endroit de la cellule considérée. Ce sont les tensions V_1 de chaque cellule qui sont appliquées à un amplificateur faisant suite à l'iconoscope.

Le mécanisme qui précède est, en réalité, un peu compliqué par le fait que le rayon électronique non seulement neutralise la charge positive de l'élément photoélectrique mais encore charge cet élément négativement.

Le potentiel d'équilibre de l'élément est défini par la vitesse des électrons du rayon cathodique et par l'émission électronique secondaire due au bombardement de la substance photoémissive par des électrons animés de cette vitesse.

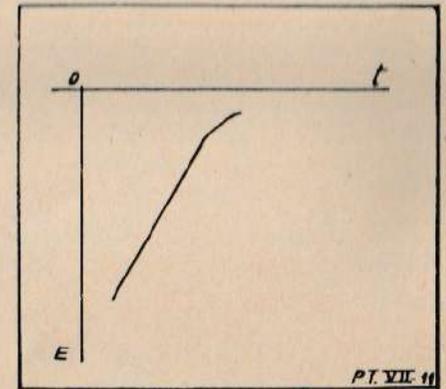


Fig. VII-11

Cet équilibre, dans l'obscurité, est de l'ordre de $-0,5$ à -1 volt pour un iconoscope normal. La lumière fait acquérir à l'élément une charge positive, donc diminue sa charge négative normale et le rayon cathodique d'exploration ramène cet élément à sa tension d'équilibre.

Une autre complication est due à l'existence, outre les impulsions de décharge, d'un courant de charge de la mosaïque tout entière du fait de la lumière. Ce courant est constant pour une image fixe et varie quand l'image ou un de ses éléments s'anime. Cette variation est très lente et n'agit pas sur un amplificateur insensible aux fréquences inférieures à 20 périodes.

La tension de sortie d'un iconoscope est de n fois celle de la combinaison classique disque perforé-cellule ; n = nombre de points d'exploration de l'image. Un rendement de 100 % est loin d'être atteint. Le gain net est de plusieurs milliers de fois. L'amplification utile derrière le traducteur lumière-courant est considérablement réduite, mais ce facteur n'est pas la seule amélioration que procure l'iconoscope par rapport aux systèmes mécaniques, il permet la prise de vue dans un éclairage normal.

Les cathodes forment une mosaïque photosensible sur la surface de la plaque-signal et sont isolées de cette plaque ; l'anode commune, consiste en une portion argentée de l'intérieur de l'ampoule de verre du tube à rayons cathodiques (fig. VII-12). La capacité C est constituée par chaque élément individuel et la « plaque-signal », le diélectrique étant l'isolant entre les éléments individuels. La décharge est alors effectuée par un faisceau électronique issu du canon à électrons attaquant la mosaïque selon un angle de 36° . Le nombre d'éléments photoélectriques de la mosaïque est plus grand que le nombre de points d'image qui est déterminé par les dimensions du spot explorateur (fig. VII-13). Du mica clivé très mince constitue l'isolant. La « plaque-signal » est formée par un dépôt métallique sur une des faces de la feuille de mica ; la mosaïque est faite par une concentration sur le mica maintenu dans le vide des vapeurs de métal photoélectrique. Ce dépôt très mince n'est pas continu, mais constitué par l'assemblage de très petits globules réguliers et isolés les uns des autres. Une autre méthode

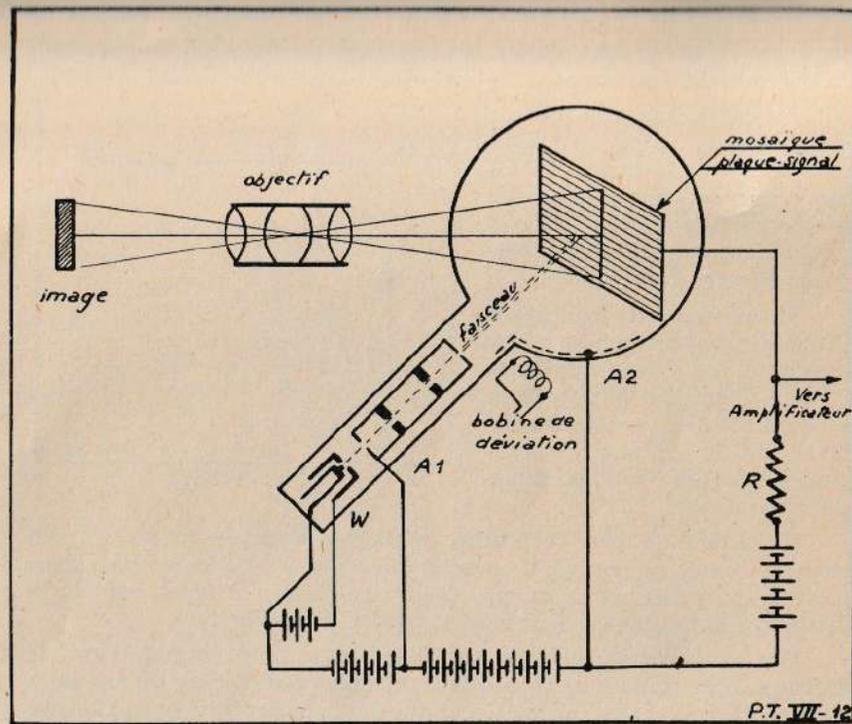


Fig. VII-12

consiste à quadriller la couche. Le métal employé est l'argent rendu photosensible par du cæsium. La sensibilité est de l'ordre de celle des cellules photoélectriques au cæsium à vide poussé.

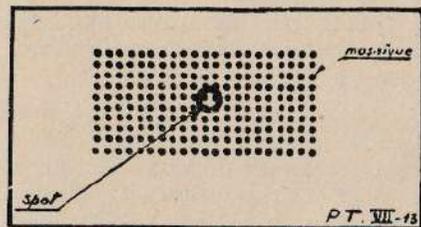


Fig. VII-13

sur la mosaïque. Il est également possible de compenser l'effet de trapèze en faisant croître graduellement l'amplitude de la tension de commande horizontale de façon que la longueur de la ligne reste constante par augmentation et diminution périodiques de l'amplitude de la fréquence ligne. Ceci est obtenu en modulant faiblement cette dernière amplitude avec la fréquence image.

12. LES TACHES DE L'ICONOSCOPE. — La production des taches est due aux

effets d'une répartition inégale de l'émission secondaire. Dans l'iconoscope, la tension est inférieure à 1.000 volts, l'intensité du courant est voisine de 1 microampère et l'émission secondaire peut être gênante, car les électrons constituant celle-ci peuvent venir frapper la cellule mosaïque en certains points. La mosaïque recevant des électrons émet aussi des électrons secondaires. Par suite des différentes émissions secondaires, le niveau de tension de toute la surface n'est pas le même et sur l'image telle qu'elle se présente à la surface du tube de réception, des ombres ou taches apparaissent. Il est possible de corriger ce défaut par des circuits électriques appropriés. Une tension de correction est ajoutée à l'amplificateur qui suit la cellule mosaïque en fonction de la zone dans laquelle se trouve le spot. Cette tension est fournie par un générateur capable de fournir des tensions de formes variées : sinusoïde, dents de scie, grecque. Le correcteur de taches est un organe très complexe.

Un iconoscope de fabrication française a une mosaïque de 50×60 mm, le spot a une finesse de 0,07 mm. La sensibilité réelle est 20 microampères par lumen.

Le tube représenté figure VII-12 est placé dans un coffret qui renferme un amplificateur et les accessoires de l'iconoscope. L'ensemble est monté sur un trépied et a l'aspect d'une caméra de prise de vue cinématographique (fig. VII-14).

La caméra à iconoscope est un appareil très complexe : la liaison aux bâtis d'amplificateurs nécessite un câble à 32 conducteurs dont plusieurs coaxiaux.

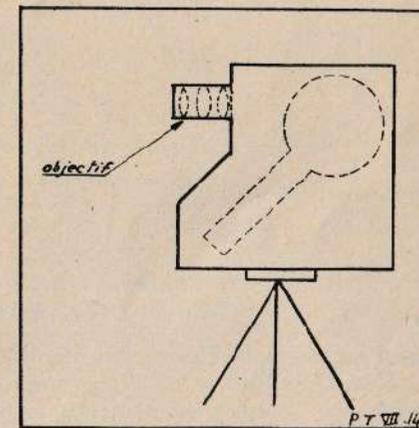


Fig. VII-14

13. LE TÉLÉPANTOSCOPE. — Cet appareil est constitué par un cylindre de verre dont les parois sont métallisées. Ce cylindre est monté « en haut » d'un système déviateur de tube à rayons cathodiques. Son autre extrémité se termine par une ampoule renfermant une électrode reliée à une plaque photosensible (fig. VII-15).

Le spot est animé d'un mouvement horizontal dû au champ de la paire de plaques déviateur. Dans le cas du télécinéma, le film se déroule devant l'objectif à la cadence ordinaire de vingt-cinq vues par seconde. Un balayage vertical n'est donc pas utile.

Pour la prise de vue directe, la caméra renferme en plus du tube décrit un tambour polygonal portant des miroirs et projetant vingt-cinq images par seconde sur un objectif correcteur.

Le dispositif de synchronisation n'est pas représenté sur la figure, il est mécanique et constitué par un disque perforé et deux cellules sur lesquelles viennent agir les pinces lumineuses passant à travers les trous du disque. Le tambour à miroirs est fixé sur ce disque.

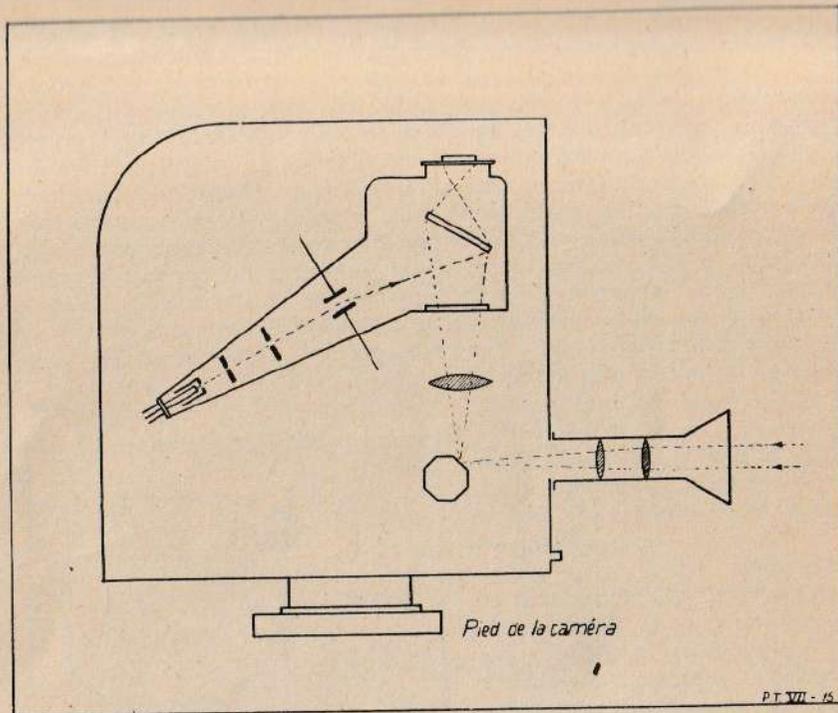


Fig. VII-15

14. LA CAMÉRA DE FARNSWORTH (fig. VII-16). — Ce système, très employé aux Etats-Unis, diffère de l'Iconoscope en ce que, sur la plaque photosensible, les cellules élémentaires ne fonctionnent qu'au moment de l'exploration, on ne trouve pas là l'effet de rémanence signalé pour l'Ico-

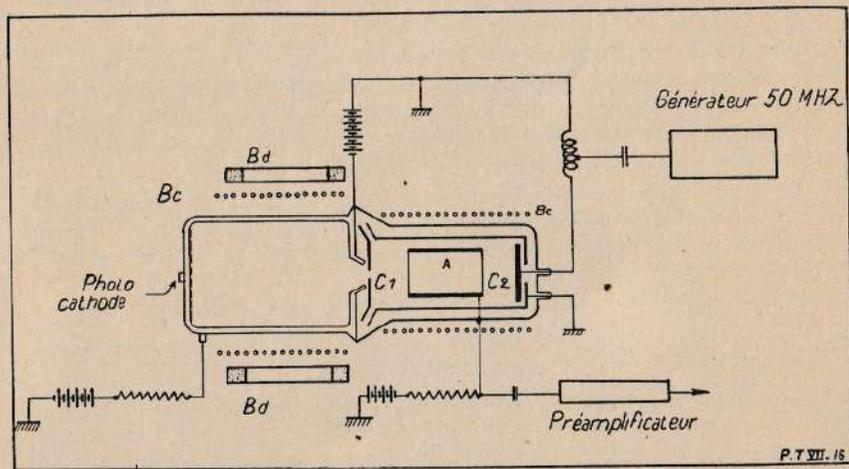


Fig. VII-16

noscope. La caméra est par ce fait moins sensible, mais elle présente d'autres avantages.

Une photocathode reçoit l'image à enregistrer et de ce fait émet pour chacun de ses éléments un rayonnement électronique proportionnel à leur éclaircissement. Chaque faisceau émis est de faible intensité, un système de quatre bobines donnant deux champs rectangulaires peut imprimer une déviation aux faisceaux, ceux-ci dans leur mouvement passeront chacun à leur tour dans une petite ouverture d'exploration placée à l'entrée d'une cavité dans laquelle est logée une anode annulaire. Ici, c'est l'image qui, point par point, défile devant le trou analyseur.

La photocathode placée sur la paroi du tube est faite d'une couche d'oxyde d'argent recouverte de cæsium qui rejoint graduellement une mince couche de nickel déposée par évaporation sur la paroi interne du tube.

Un blindage métallique est relié au dépôt de nickel. Ce blindage est percé d'un avant-trou antérieur à la cathode. Il reçoit en effet l'image électronique que l'on peut qualifier de virtuelle de la photocathode et c'est à son niveau que le regroupement électronique est opéré par les champs magnétiques.

Le revêtement intérieur nickelé évacue les charges internes de la paroi et corrige la distribution irrégulière du flux magnétique, ce qui évite la déformation de l'image.

La vitesse initiale des électrons est accélérée par un champ de concentration axial produit par une bobine qui entoure tout le tube.

L'ampoule renferme également un système multiplicateur d'électrons qui fonctionne entre les deux cathodes C_1 C_2 . Un générateur à 50 Mc/s communique une tension haute fréquence aux électrodes, il projette les électrons pendant une alternance sur la cathode froide C_1 (plaque photosensible à l'argent et au cæsium) puis lors de l'autre alternance les renvoie sur une photocathode de même nature C_2 .

Un important dégagement d'électrons secondaires résulte de ce bombardement, il y a multiplication d'électrons par les chocs successifs. Le gain obtenu est de l'ordre de 50×10^6 .

L'anode annulaire A recueille les électrons moins rapides qui émanent de cette nuée d'électrons. Le courant anodique résultant est très intense, il est proportionnel au nombre d'électrons initiaux issus du trou d'exploration.

La partie du tube qui contient le multiplicateur est également entourée d'une bobine de concentration axiale pour éviter l'ouverture radiale du faisceau. Cette séparation est provoquée par la répulsion entre électrons.

15. L'ORTHICONOSCOPE (fig. VII-17). — Dans l'iconoscope, la plaque-signal est portée à un fort potentiel positif par rapport à la cathode, les électrons arrivant avec une vitesse élevée sur la mosaïque, il se produit une émission secondaire qui trouble l'image, il y a création de taches, d'où la nécessité de correcteurs de taches.

L'orthiconoscope met en œuvre les propriétés des électrons lents, la plaque-signal est portée au potentiel de la cathode. Devant elle est placée une électrode portée à + 10 volts. Les électrons sont ainsi ralentis, au point d'impact leur vitesse tend vers zéro ; il n'y a pas d'émission secondaire, pas de troubles dans l'image.

Les électrons acquièrent la vitesse qui leur permet d'accomplir leur parcours depuis la cathode jusqu'à la plaque-signal grâce à un champ magnétique produit par une bobine qui entoure le tube.

Dans l'icône, par construction même, le faisceau électronique attaque la mosaïque selon un certain angle (36°) puisque celle-ci est attaquée par l'objectif du côté cathode du tube, d'où effet de trapèze qu'il faut corriger avec un objectif spécial.

Avec l'orthiconoscope on attaque avec l'objectif la mosaïque, qui est transparente, par la face opposée au côté cathode, l'espace de ce côté est

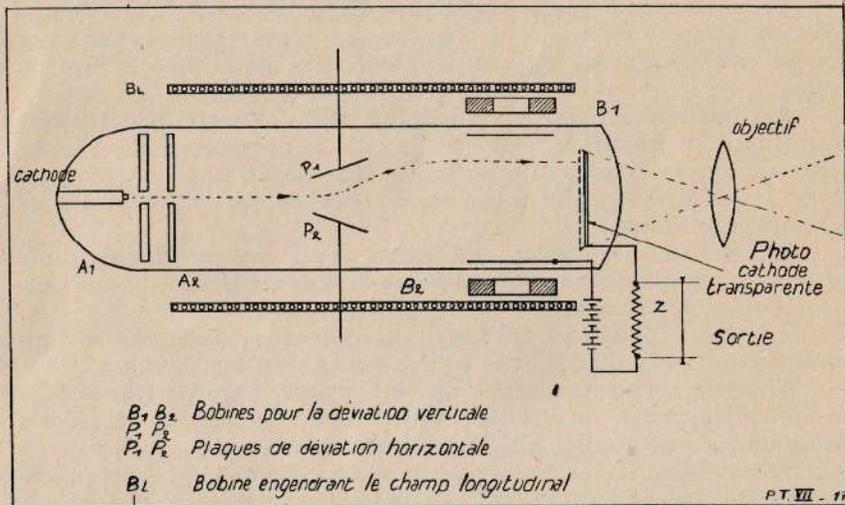


Fig. VII-17

libre, on peut y loger le système de déviation et la mosaïque est attaquée normalement à son plan.

Le balayage est fait par voie électrostatique pour la ligne et par voie électromagnétique pour l'image.

Un objectif simple peut être employé, le rendement du traducteur lumière-courant est meilleur que dans l'icône.

La mosaïque est délicate à fabriquer, car la couche doit être peu résistante si l'on veut que les termes élevés soient transmis correctement (influence des capacités parasites sur l'impédance de charge).

Un inconvénient existe : une perte de lumière de l'ordre de 40 % dans la plaque-signal. Cependant le rendement global est dix fois plus grand que celui de l'icône et les contrastes sont parfaitement rendus.

La figure VII-17 représente une vue de principe de l'orthiconoscope.

16. L'ISOSCOPE. — On connaît les inconvénients de la déviation électrostatique, la définition est moins bonne sur les bords qu'au centre de l'image.

Aux laboratoires de la Compagnie des Compteurs, M. Pommier a pu mettre au point des bobines pour la déviation ligne en employant un système abaisseur; de grosses difficultés ont dû être vaincues par suite de la coupure rapide pour le retour et du rayonnement.

Le tube que M. Barthélemy a mis au point porte le nom d'*isoscope*; grâce au système de déviation horizontale à bobine, la définition reste aussi bonne sur les bords qu'au centre de l'image. C'est un perfectionnement de l'orthiconoscope.

La tension sur le condensateur formé par la plaque-signal et la mosaïque est de 2 volts pour 20 lux, la capacité unitaire est de 100 pF par centimètre carré.

L'impédance de sortie est de 1.000 ohms. Avec un éclairage de 20 lux, on peut recueillir sur l'impédance une tension de 300 microvolts aux fréquences les plus élevées.

Une tension haute fréquence est injectée dans le circuit du wehnelt, par ce fait, la courbe de décharge des condensateurs élémentaires de l'ensemble plaque-signal-mosaïque ne s'effectue pas selon une exponentielle classique. La décharge est modulée en haute fréquence, il en résulte un accroissement notable du courant moyen, ce qui fait que les amplitudes des tensions recueillies sur l'impédance sont doublées.

On injecte deux tensions, on profite de la courbure de la caractéristique de la partie triode du tube pour détecter et c'est la fréquence résultante qui module le faisceau.

TÉLÉCINÉMA

Le télécinéma offre de très grandes possibilités d'exploitation, le film est un précieux auxiliaire pour la constitution des programmes de télévision.

Deux procédés sont utilisés : emploi de films tirés à l'avance, comme dans les salles de cinéma, ou émission d'un film reproduisant une scène photographiée quelques instants avant le passage devant l'organe traducteur lumière-courant.

17. ANALYSE DU FILM AVEC LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES. — Un système très simple pour l'émission de télécinéma est schématisé figure VII-18.

Le film se déplace d'une manière continue à une vitesse telle qu'à la fin de l'analyse d'une ligne il ait avancé d'une longueur égale exactement à l'épaisseur de cette ligne.

La fréquence de balayage est donnée par la relation $F = n \times N$ où N est le nombre de lignes et n le nombre d'images.

Désignons par H la hauteur de l'image. Le film avance de $\frac{H}{n}$ pendant le temps de balayage d'une ligne.

La cellule placée derrière le film va engendrer aux bornes de R une tension qui sera fonction à un instant t de l'intensité lumineuse traversant le film à ce même instant. Cette tension attaque l'amplificateur de modulation de l'émetteur.

Il est évident que si l'on balayait l'écran toujours à la même place, il serait brûlé; il faut prendre soin de déplacer verticalement le faisceau de temps en temps.

La vitesse de 25 images est choisie, elle est une fraction de la fréquence du réseau, ce qui fait que les deux bandes noires qui peuvent résulter d'un mauvais filtrage demeurent immobiles sur l'image.

Ce procédé était utilisé en 1937 avec 180 lignes. L'interlignage est impossible.

18. PROCÉDÉ DEFRANCE D'ANALYSE INTERLIGNÉE DU FILM. — Ici, une solution mécanique heureuse intervient au secours de l'électronique.

Il s'agit d'une croix de Malte qui obture l'objectif pendant le dépla-

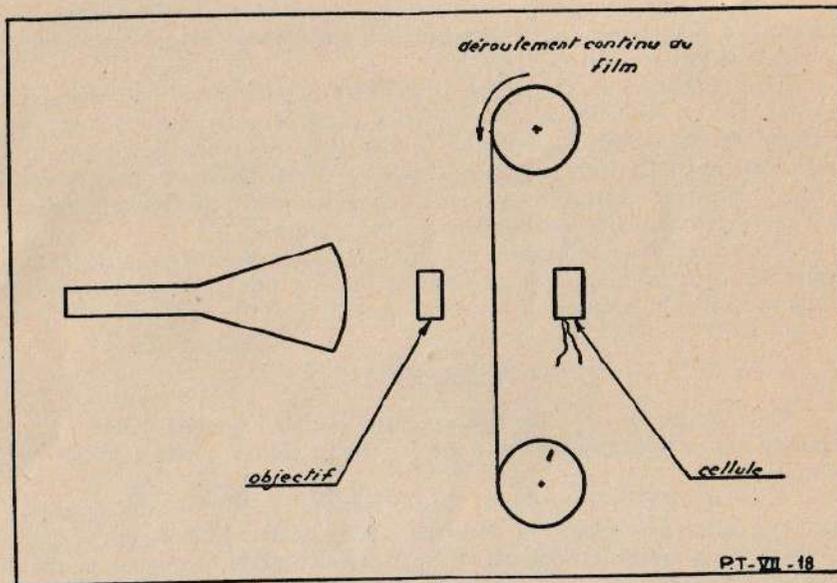


Fig. VII-18

cement du film et aussi pendant le passage des lignes paires aux lignes impaires. Le film se déroule par saccades, comme dans un appareil cinématographique classique, mais il y a de brefs temps d'arrêt qui permettent l'exploration complète de l'image en deux fois : lignes paires, lignes impaires.

19. PROCÉDÉ BARTHÉLEMY. — Le film se déroule également par saccades à la fréquence de 25 images par seconde.

Une lampe à arc projette le film sur la mosaïque pendant son immobilité.

On sait que l'emploi de 25 images/seconde amène un scintillement, même si l'on fait une analyse à 50 images.

Barthélemy utilise une croix de Malte qui obture l'objectif deux fois dans $1/25$ de seconde, pendant le déplacement puis pendant le passage des lignes paires aux lignes impaires. Par cet artifice, la projection s'effectue comme si les images du film étaient identiques deux à deux.

Si aucune précaution n'était prise, l'image apparaîtrait plus lumineuse dans le bas que dans le haut. Au moment où l'image est projetée sur la cellule et que le balayage commence, la partie de la cellule correspondant au bas de l'image est soumise plus longtemps à l'action de la

lumière que la partie ayant trait au haut de l'image, car le temps d'accumulation est plus long pour le bas que pour le haut.

On introduit un verre dégradé sur le trajet du faisceau lumineux; ainsi, le film est plus éclairé dans le haut que dans le bas ce qui permet la compensation cherchée.

20. TÉLÉVISION PAR FILM INTERMÉDIAIRE. — On enregistre la scène à transmettre sur la bande, celle-ci est ensuite développée rapidement, fixée, séchée sommairement, passée devant le traducteur lumière-courant, séchée à fond puis enroulée pour resservir plus tard.

Le film passe dans les cuves sous plusieurs rouleaux disposés de façon à allonger son trajet dans le bain.

Le traducteur lumière-courant peut être un iconoscope. Le déroulement se fera par saccades. Le balayage de la mosaïque doit s'exécuter absolument en synchronisme avec lui, ou d'une façon continue, et alors l'image est analysée par télépantoscope ou par un procédé mécanique comme l'analyseur Téléfunken qui met en œuvre des miroirs tournants et oscillants.

Ce procédé est exploité pour les reportages, une automobile porte sur un toit la caméra, le film impressionné entre à l'intérieur de la voiture pour y être traité, exploré, retraité et enroulé.

Un émetteur à ondes ultracourtes transmet à l'émetteur directement ou par une chaîne de relais le reportage filmé quelques secondes après l'instant où se déroule l'événement. Le son est enregistré sur une piste du film.

21. LE POSTE D'ÉMISSION. — Nous allons examiner sommairement par quels éléments est constitué un poste d'émission de télévision.

Un centre d'émission de télévision se compose de deux émetteurs l'un pour la transmission des signaux-image, l'autre pour celle de la porteuse son. Ils sont en général calés sur des fréquences différant entre elles de 4 à 5 Mc/s.

L'émetteur son est modulé sur une plage de fréquence plus étendue que les émetteurs de radiodiffusion classique, la qualité de la transmission de la musique est remarquable. Le faible encombrement de l'éther dans la plage des fréquences porteuses utilisées, la valeur même de ces fréquences, la large bande passante permise pour les récepteurs sont des conditions qui permettent une reproduction remarquable de la partie sonore des émissions de télévision.

L'émetteur image est peu différent dans sa partie haute fréquence de l'émetteur son. Le coefficient de qualité des bobinages est déterminé différemment cependant vu la forme des signaux à transmettre.

Un étage de puissance attaque l'antenne, il est piloté par un étage stabilisé à travers une chaîne d'amplificateurs.

L'étage de puissance est modulé par un étage modulateur attaqué lui-même par l'amplificateur de modulation.

Le dernier étage haute fréquence est souvent commandé aussi par un amplificateur qui lui applique le courant moyen donnant la correction d'éclat lumineux qui fixe la teinte moyenne à la réception.

Nous allons maintenant décrire la partie modulation de l'émetteur en

commençant par la caméra. Celle-ci renferme un des systèmes de prise de vue décrits précédemment, le dispositif de balayage du tube et un préamplificateur.

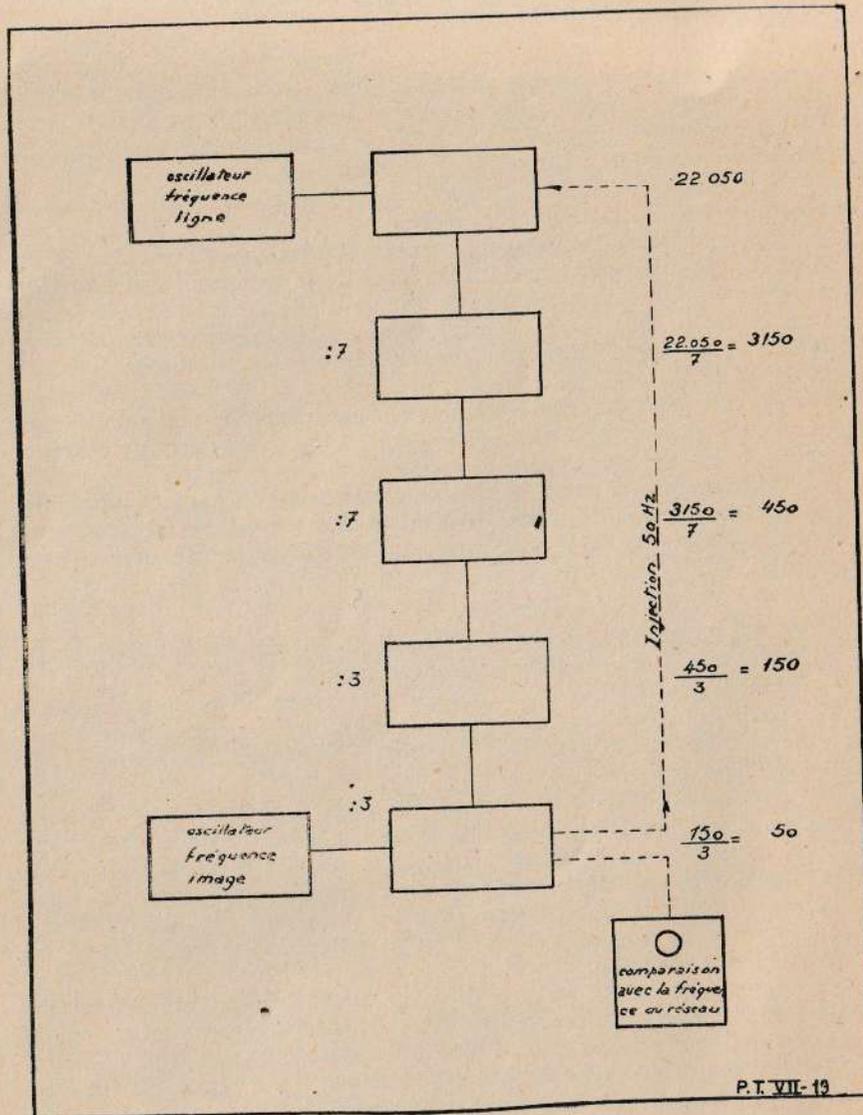


Fig. VII-19

La caméra à iconoscope reçoit en outre les tensions de balayage après passage de celles-ci dans un correcteur d'effet de trapèze.

Les deux balayages (horizontal et vertical) sont synchronisés par un système démultiplificateur de fréquence conçu comme suit :

Un oscillateur de relaxation fonctionne sur une fréquence de 22.050 (441 lignes 2 fois 25 images par seconde). La démultiplication s'opère selon la loi exposée sur la figure VII-19. La fréquence 50 est comparée à celle du réseau. Il est possible de corriger automatiquement les glissements qui peuvent se produire au long de la chaîne d'amplificateurs par injection d'une tension de fréquence 50 dans le premier oscillateur.

La fréquence ligne est obtenue par un oscillateur synchronisé sur 22.050 et fonctionnant sur 11.025 périodes.

L'oscillateur 50 périodes déclenche un autre oscillateur qui donne la tension de balayage image. Un ou plusieurs oscillographes permettent de contrôler la fréquence exacte des divers oscillateurs par figures de Lissajous.

Les générateurs qui donnent les tensions de balayage ligne et de balayage image sont aussi asservis par le système démultiplificateur.

Un générateur dit d'extinction a pour mission de rendre nulle l'intensité du faisceau électronique de balayage pendant le retour du spot. Celui-ci ne regagne pas instantanément le point de départ pour un prochain balayage après l'exploration d'une trame, comme l'oscillateur ligne continue à fonctionner pendant la durée du retour du spot en fin de trame (durée qui correspond à 5 à 10 % du temps total de balayage) le spot décrit donc un zig-zag.

La tension de modulation passe en sortant du premier amplificateur placé derrière la caméra, dans un ensemble où lui sont adjoints les tops de synchronisation, c'est dans cet ensemble que se fait aussi la correction des taches.

Un oscillographe permet ici le contrôle de la modulation qui est appliquée à l'amplificateur de modulation de l'émetteur dont nous avons parlé.

Le rendement d'un émetteur comme celui d'un récepteur de télévision est très faible, par suite de la grande largeur de la bande de fréquence à transmettre. Un émetteur d'essais empruntant 45 kVA au réseau ne permet de fournir au feeder qu'une puissance de crête de 6 à 8 kW.

La bande de fréquence à transmettre est tellement large que l'amortissement de l'antenne intervient dans la réalisation de l'émetteur. On lui donne souvent une forme prismatique afin qu'elle atteigne le degré d'amortissement voulu.

22. CÂBLE COAXIAL. — On entend parler souvent en télévision de câbles coaxiaux, ce sont les conducteurs utilisés pour la transmission des fréquences très élevées employées dans l'exploitation de cette branche de la radioélectricité.

Un câble coaxial est un conducteur isolé à faibles pertes et à capacité répartie réduite. Le conducteur est maintenu dans le centre d'un tube de métal qui le soustrait au champ extérieur.

Pour le transport de la modulation, on utilise un câble coaxial de 20 mm de diamètre, alors que celui qui sert à transporter l'énergie haute fréquence entre l'étage final de l'émetteur de la Tour Eiffel et l'antenne située au sommet a un diamètre de 130 mm.

L'INSTALLATION D'UN RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION. - DÉFAUTS POSSIBLES - COMMENT Y REMÉDIER PAR L'ÉTUDE DE L'INSTALLATION

I. LA PROPAGATION SUR LES LONGUEURS D'ONDE UTILISÉES EN TÉLÉVISION. — Avant d'aborder la question installation, donc l'antenne, nous rappellerons quelques principes concernant la propagation sur les longueurs d'onde utilisées en télévision.

Nous savons qu'une émission de télévision exige une bande passante extrêmement large comparativement à celles que l'amateur a l'habitude de rencontrer dans les plages classiques de la radiophonie, il faut donc travailler sur des fréquences très élevées. La bande réservée à la télévision est à l'époque présente fixée à 45-50 Mc/s.

Les ondes sont transmises par deux chemins : le chemin direct entre l'antenne émettrice et l'antenne de réception, on a affaire alors à l'onde de surface ou onde directe, puis par la voie indirecte avec réflexion par la couche d'Heaviside, on parle alors de l'onde indirecte.

Cette couche ionisée entoure la terre à une distance de 100 à 200 km., elle renvoie les ondes vers le sol comme le ferait un miroir pour des rayons lumineux. Les ondes indirectes peuvent subir plusieurs réflexions. Pour les fréquences élevées l'angle d'attaque est très faible et l'onde traverse la couche sans être réfléchié ; pour les ondes ultra-courtes, la réflexion est pratiquement inexistante.

On conçoit que, l'onde directe étant seule utilisable il est indispensable que les stations réceptrices se trouvent en visibilité directe par rapport à l'antenne d'émission (fig. VIII-1). La rotondité de la terre intervient ici comme elle le fait pour un phare en mer. Cependant, en 1937, des liaisons télégraphiques expérimentales ont pu être faites entre Londres et New-York puis Berlin et New-York.

Des essais ont montré que

l'absorption fait décroître le champ de l'onde directe selon une loi non linéaire, on a admis que le champ varie en raison inverse du carré de la distance avec des émetteurs à faible puissance pour des fréquences de 30 à 40 Mc/s. Pour des fréquences de l'ordre de 100 Mc/s, il semble que la diminution soit encore plus rapide.

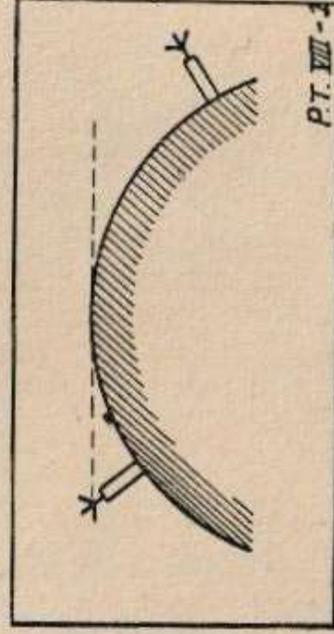


Fig. VIII-1

L'onde directe peut subir l'absorption d'objets divers ou une certaine réflexion, d'où production de champs indésirables dont il sera question à propos des images fantômes.

En ville il est prudent de compter comme hauteur réelle de l'antenne sa hauteur au-dessus des toits. Heureusement les lois énoncées sont souvent mises en défaut grâce aux phénomènes de réfraction et de diffraction qui font que des réceptions convenables peuvent être obtenues en des endroits où l'on n'avait guère d'espoir de les avoir avant les essais.

La conductibilité meilleure de l'espace, une disposition favorable des obstacles sont motifs à ces performances heureuses.

Les antennes d'émetteurs de télévision sont toujours placées sur des édifices élevés, à Paris, la Tour Eiffel; aux Etats-Unis, l'antenne d'émission de la NBC est placée sur l'Empire State Building, une portée de 60 km. est assurée. La disposition de cette antenne donne une émission d'ondes polarisées horizontalement. Les antennes réceptrices sont donc normalement montées de même, les sections actives doivent être en principe dans le plan horizontal ou symétriques à ce plan.

2. L'ANTENNE DE RÉCEPTION. — Le maximum de rendement est obtenu avec une antenne accordée, on peut construire une antenne en $\lambda/4$ d'onde ou une antenne en demi-onde.

Dans l'exécution $\lambda/4$ d'onde, on trouve à la base un minimum de tension et un ventre d'intensité (fig. VIII-2). Dans le cas de l'antenne $\lambda/2$ onde, c'est un ventre de tension qu'on observe à la base (fig. VIII-3).

La liaison entre le récepteur et l'antenne est faite par un feeder. Pour l'antenne $\lambda/4$ d'onde on emploiera un feeder à basse impédance qui peut être un câble torsadé constitué par deux fils sous caoutchouc (fig. VIII-4); en cas d'installation intérieure on peut utiliser du fil lumière torsadé classique.

Si l'on utilise une antenne $\lambda/2$ onde, la liaison se fera par feeder à haute impédance constitué par deux fils descendant parallèlement et maintenus écartés l'un de l'autre par des bâtonnets isolants longs de 50 à 70 mm (fig. VIII-5); une autre méthode consiste à croiser les fils à leur passage sur une plaquette isolante qui sert en même temps d'entretoise (fig. VIII-6).

La longueur pratique d'une antenne demi-onde est égale à la longueur théorique multipliée par un coefficient voisin de 0,9 car le diamètre du fil utilisé entre en jeu.

Un feeder constitué par deux fils lumière sous caoutchouc torsadé a une impédance voisine de 80 ohms.

Rappelons que l'impédance caractéristique Z est donnée par :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

où L est l'inductance par unité de longueur et C la capacité du câble également par unité de longueur. On peut mesurer l'impédance caractéristique d'un câble tout simplement en mesurant à l'aide d'un pont H.F. l'inductance et la capacité d'un mètre de câble. On travaillera sur une fréquence de l'ordre du mégahertz.

Un feeder constitué par deux fils parallèles distants de 50 mm a une impédance de 500 ohms.

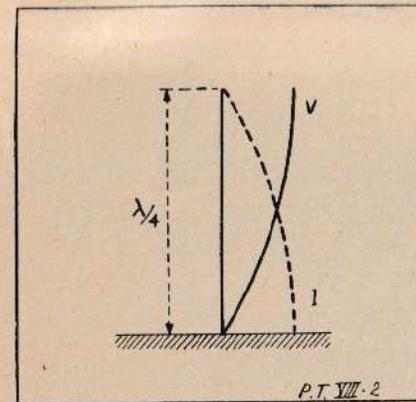


Fig. VIII-2

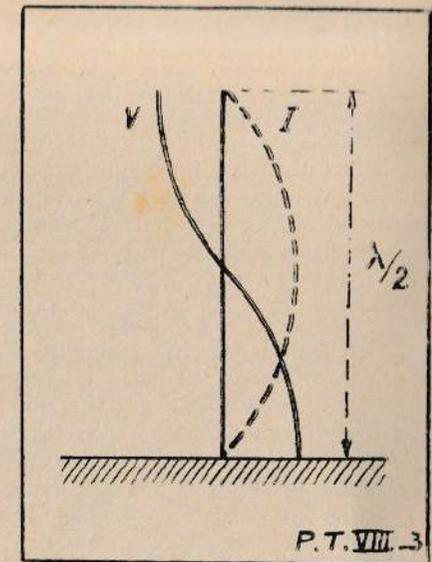


Fig. VIII-3

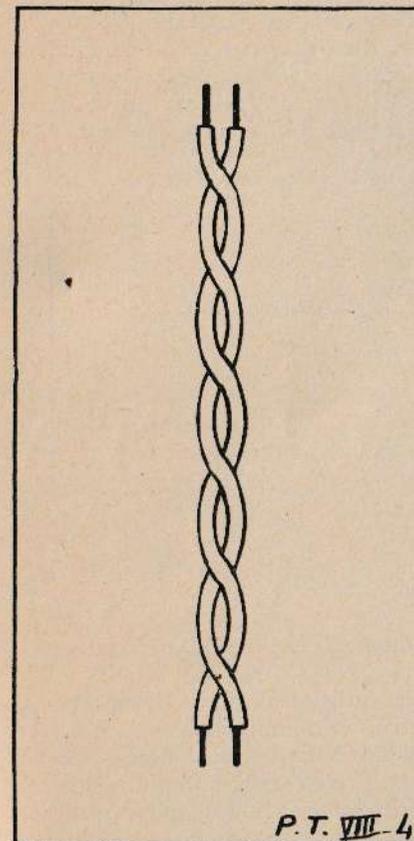


Fig. VII 1-4

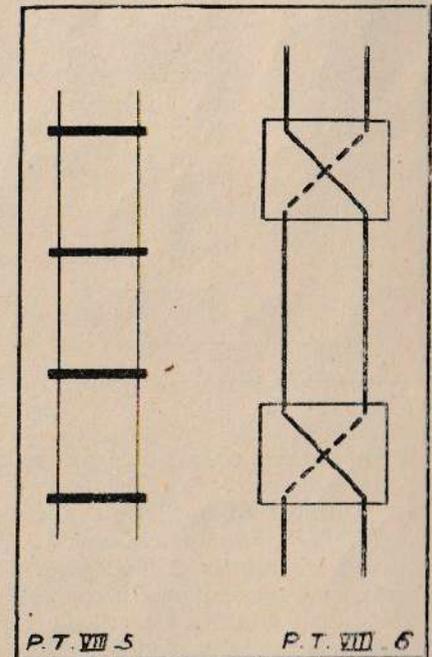


Fig. VIII-5 et 6

L'impédance caractéristique pour un feeder de cette catégorie est donnée par la formule :

$$Z = 276 \log_{10} \frac{D}{r}$$

avec D = distance entre deux fils et r = rayon du fil. On peut employer un transformateur pour relier à des points de haute impédance d'une antenne un feeder à basse impédance. L'antenne extérieure $1/2$ onde citée plus loin donne un exemple d'adaptation de cette catégorie. Le transformateur consiste en deux éléments $1/4$ d'onde supplémentaires et dont l'écartement doit être tel que la formule ci-dessous soit satisfaite :

$$\sqrt{Z_1 Z_2} = 276 \log_{10} \frac{D}{r}$$

Z_1 est l'impédance de l'antenne, Z_2 l'impédance du feeder.

Pour D et r même notation que ci-dessus.

Une antenne $1/4$ d'onde a une impédance voisine de 45 ohms, une antenne $1/2$ onde 90 ohms, une antenne $1/2$ onde avec réflecteur 80 ohms. Ces données sont valables seulement pour des antennes absolument hors de portée de toute masse métallique.

On peut constituer une antenne par du fil de cuivre, mais on préférera même à un gros fil de la tige ou du tube d'un diamètre de 7 à 10 mm. L'antenne devra être absolument rigide afin que ses caractéristiques ne puissent être modifiées par le vent. Elle doit être éloignée des murs. Le modèle le plus simple, qui donnera des résultats satisfaisants à proximité

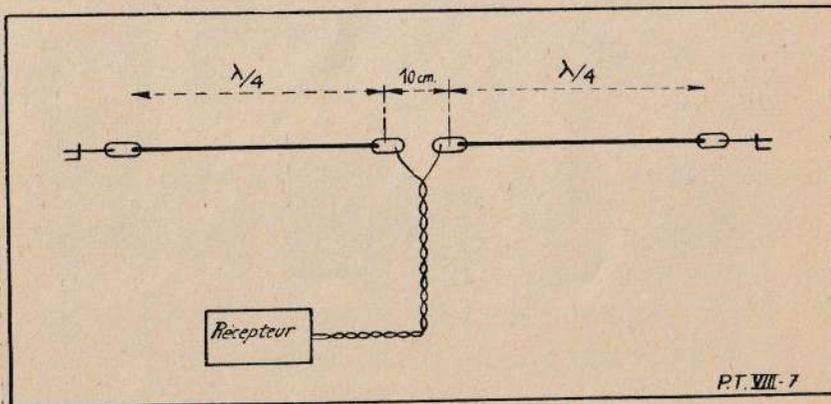


Fig. VIII-7

d'un émetteur est constitué par une tige longue de $\lambda/4$ piquée directement sur le récepteur.

Un meilleur résultat est cependant obtenu avec un dipôle horizontal (fig. VIII-7). Il peut être monté à l'intérieur de l'immeuble, mais il est souvent avantageux de le monter à l'extérieur. Le meilleur rendement est obtenu lorsque la longueur de l'antenne est à angle droit avec la marche des signaux à capter. Il est bon cependant d'essayer lors de la pose quelle est la meilleure direction à donner au doublet pour le lieu d'exploitation choisi.

Une bonne antenne extérieure peut être combinée comme suit : une tige de $3 \lambda/4$ est placée à 5 cm d'une tige de $\lambda/4$, ces deux tiges sont réunies au récepteur par un feeder en torsadé (fig. VIII-8). C'est le fil qui est connecté à la tige la plus longue qui doit être relié à la masse du récepteur, la tige la plus courte sera en principe orientée vers l'émetteur.

On peut aussi construire un dipôle vertical. Il sera de préférence fait avec deux tiges placées dans le prolongement l'une de l'autre et maintenues à une distance de 50 mm. La descente sera un feeder en fil torsadé.

Les tiges seront fixées par des isolateurs sur un mât en bois hissé, si besoin est, en haut d'un mât en fer.

La descente sera écartée du dipôle au moyen d'une latte de bois. Des précautions seront prises à la soudure aux tiges, un colmatage sérieux empêchera l'eau de pénétrer dans l'âme du câble.

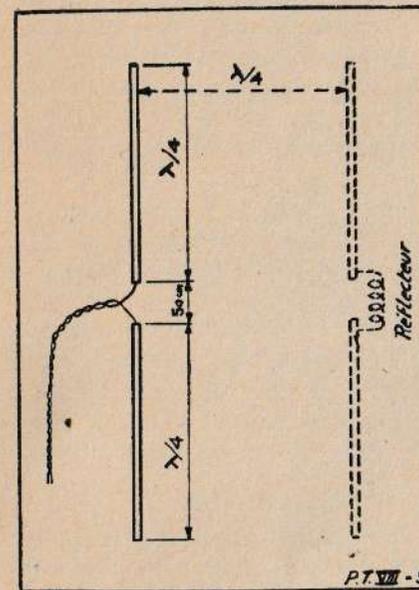


Fig. VIII-9

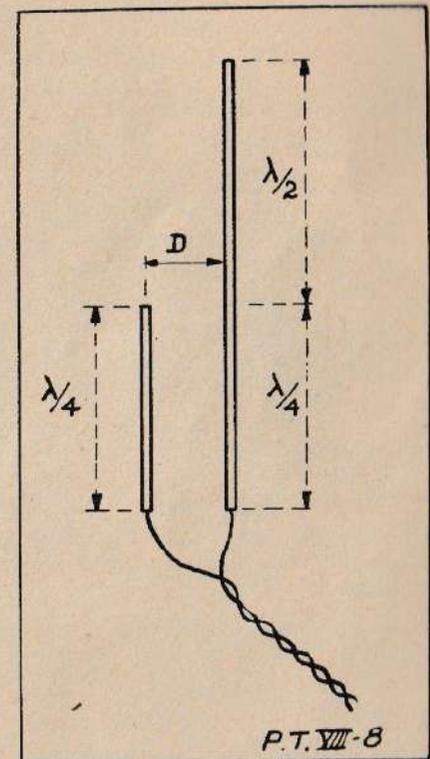


Fig. VIII-8

On peut ajouter à ce dipôle un réflecteur constitué par une tige verticale longue de $\lambda/2$ ou deux tiges de $\lambda/4$ réunies et placées à $\lambda/4$ du dipôle. Le réflecteur doit être isolé, on pourra l'ajuster en opérant la liaison des deux tiges par une résistance de quelques dizaines d'ohms (fig. VIII-9).

Le rendement du dipôle vertical classique est amélioré, et l'on profite des avantages de l'antenne directive.

Le tout sera monté de façon à permettre une modification facile de l'orientation de l'ensemble pour la recherche du meilleur résultat.

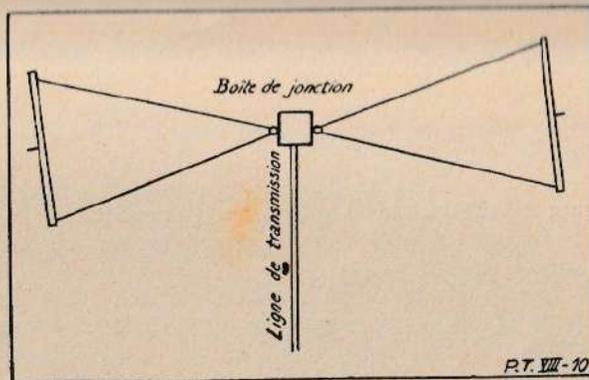


Fig. VII-10

Avant de faire les frais d'une installation d'antenne extérieure, surtout sur un toit, il est prudent de consulter les services municipaux et le propriétaire de l'immeuble.

Nous donnerons maintenant la description de deux antennes vendues dans le commerce.

Aux Etats-Unis on trouve une antenne en double V. Pour la bande 44 à 50 Mc/s. la longueur des 4 fils est de 1^m35. Elle sera avantageusement réglée pour la fréquence fixe d'utilisation sur un émetteur. L'écartement entre les extrémités des V est de 0^m60 (fig. VIII-10).

On emploie aussi le double dipôle RCA horizontal. Le double V et le double dipôle ont une bande de réponse assez large pour couvrir le spectre voulu en télévision, elle est supérieure à celle du dipôle simple.

A Paris, les Etablissements Chabot construisent une antenne pour télévision avec ou sans réflecteur. C'est un dipôle vertical, descente en fil torsadé. Les tiges sont fournies prêtes à assembler, avec un bambou, des isolateurs et des pièces en stéatite pour la fixation des fils du feeder.

Noter que lors de l'installation d'un dipôle intérieur, en cas de manque de place, on peut sans grand inconvénient couder les deux extrémités du dipôle à angle droit.

Un dipôle à peine plus haut que les immeubles, avec descente torsadée donne d'excellents résultats.

On a remarqué que si le couplage de l'aérien est exécuté par la spire placée à côté du bobinage grille, la gêne apportée par les perturbations atmosphériques est plus grande que si le couplage est fait par une spire avec point milieu à la masse.

3. PRISE DE TERRE. — La prise de terre n'améliore en général pas la réception. Mais la mise à la terre du récepteur est une bonne précaution, particulièrement quand on fait des essais. Il peut se produire un claquage dans un transformateur et le contact de la main avec le châssis risque de provoquer une commotion dangereuse qui sera évitée si le récepteur est relié à la terre.

PERTURBATIONS POUVANT ÊTRE ÉLIMINÉES GRACE A L'ÉTUDE DE L'INSTALLATION DE L'ANTENNE

4. INTERFÉRENCES DUES A DES HARMONIQUES DE STATIONS ÉMETTRICES VOISINES. — Nous supposons que le choix de la fréquence intermédiaire a été fait après essais dans la région où le récepteur de télévision est appelé à fonctionner et que les circuits M.F. ne reçoivent le champ d'aucune porteuse.

Si nous faisons pivoter une antenne directionnelle sur son mât, en l'absence d'émission de télévision, et que nous voyions pour une certaine position de l'antenne des fluctuations dans la teinte de la surface balayée de l'écran, nous pouvons brancher un casque à la place du wehnelt, nous entendrons soit une phonie, soit des signaux de manipulation de télégraphie. L'antenne est orientée sur une station perturbatrice.

L'émetteur dont probablement une harmonique nous gêne peut être placé de façon telle qu'il existe une position de l'antenne directionnelle qui permette d'éliminer ou d'atténuer notablement l'action de cette porteuse indésirable.

Supposons que les deux émetteurs et le récepteur soient disposés comme l'indique la figure VIII-11. Faisons pivoter l'antenne et son réflecteur de façon à amener l'axe réflecteur-dipôle dans l'alignement station perturbatrice-dipôle (fig. VIII-12), nous constatons une baisse très importante de la tension de sortie du récepteur venant de cette station, nous observons un léger affaiblissement de la tension de sortie ayant pour origine l'émetteur de télévision.

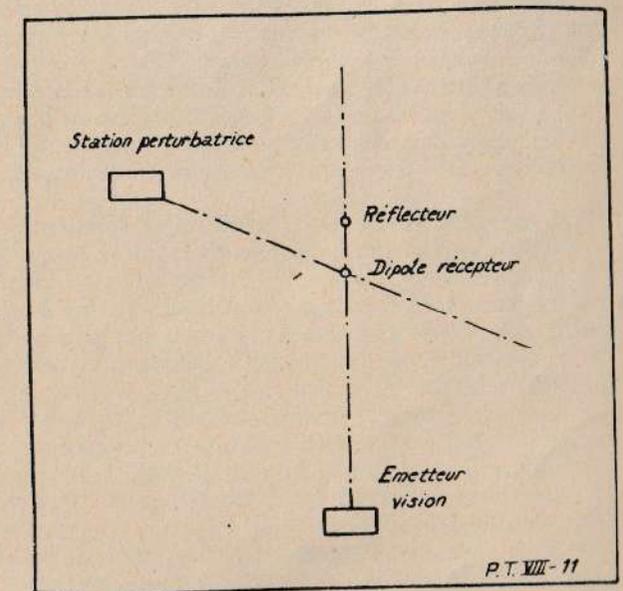


Fig. VIII-11

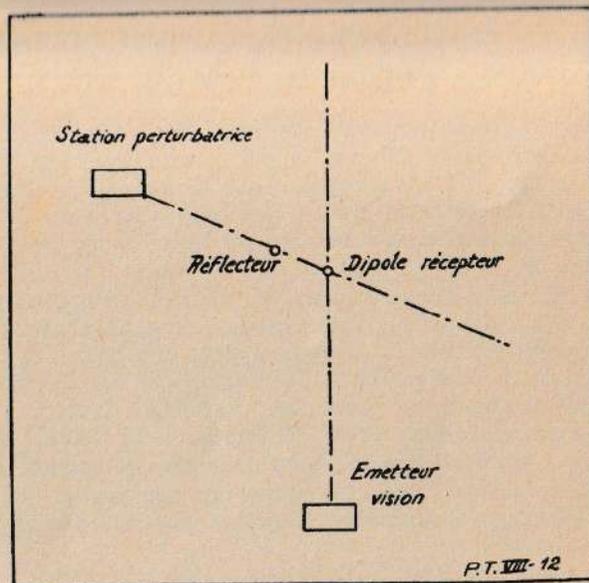


Fig. VIII-12

P.T. VIII-12

Il n'y a pas de règle générale pour ces essais, il peut arriver que la station perturbatrice soit dans l'axe émetteur vision-dipôle, alors il n'y a rien à faire; mais, si un léger décalage existe, il est possible qu'un très bon résultat soit enregistré si la station perturbatrice est lointaine ou de faible puissance vis-à-vis de la station de télévision.

Le calcul des possibilités d'interférences montre que les causes d'interférences sont plus nombreuses quand le récepteur est réglé pour la réception sur les deux bandes latérales. Il est intéressant, en général, de recevoir sur une seule bande latérale et de posséder un appareil dont les circuits aient une courbe de réponse très abrupte, la bande passante occupant l'espace nécessaire à une bonne reproduction sans plus.

Le choix de la fréquence de l'oscillateur local, battement supérieur ou inférieur, permet aussi d'éliminer certaines interférences.

5. IMAGES FANTOMES. — Il peut arriver lors de la mise en route d'un récepteur de télévision qu'une seconde image apparaisse sur l'écran plus ou moins décalée par rapport à l'image normale. Cette seconde image est due à l'arrivée sur l'antenne réceptrice d'un second signal réfléchi par une masse métallique quelconque suffisamment distante de l'antenne pour qu'un temps de retard appréciable existe entre l'arrivée du signal et celle du signal réfléchi.

Un gazomètre, une colline, un pont métallique constituent des réflecteurs. Une surface humide aura des caractéristiques de réflexion différentes de celles d'une surface sèche.

Le temps de retard peut être déterminé par l'examen des positions relatives des deux images.

Supposons que l'observation porte sur une image large de 180 mm et que le décalage entre les deux images soit de 18 mm, le retard d'une image

sur l'autre est de $1/10^6$ de ligne. Il y a par seconde 11.375 lignes, la durée d'une ligne est : $1/11.375^e$ de seconde. Le temps de retard de l'image fantôme sur l'image vraie est $1/113.750^e$ de seconde.

Si l'obstacle qui amène la réflexion est placé immédiatement derrière l'antenne réceptrice, on peut évaluer la distance qui sépare l'obstacle de l'antenne. Dans le cas que nous venons d'examiner elle est : $300.000 \times 1/113.750 = 2,6$ km.

L'effet de l'image fantôme sur l'image vraie est évidemment marqué en fonction du rapport de la force des deux champs, la gêne peut aussi être plus ou moins grande selon l'importance du décalage et la nature de la vue passée.

La position de l'obstacle peut être telle que l'onde réfléchie arrive en phase avec l'onde directe. Il peut arriver qu'on constate une réception très faible en un lieu donné, faiblesse due à une onde réfléchie très forte se trouvant justement en opposition de phase avec l'onde directe et à la proximité immédiate de l'obstacle réfléchissant, éliminant la production d'une image fantôme.

Une seconde image très peu accusée est certes gênante, mais les phénomènes de réflexion occasionnent souvent des perturbations dans la synchronisation.

L'antenne directionnelle est d'un précieux secours pour l'élimination de ces phénomènes gênants qui heureusement ne se rencontrent pas très souvent dans la pratique.

Il est bon aussi d'essayer de déplacer l'antenne d'un ou deux mètres.

Il ressort de ces considérations qu'il est prudent lors de l'installation d'une station réceptrice de télévision de ne pas poser tout de suite l'antenne d'une façon fixe. Différents types d'antenne peuvent être essayés, avec réflexion si besoin est.

6. PARASITES DUS AUX MOTEURS D'AUTOMOBILES. — Les parasites dus aux moteurs d'automobiles sont plus gênants pour la réception des images en télévision. La perturbation se traduit par des taches blanches qui apparaissent sur l'image.

Les parasites ont leur origine dans le circuit haute tension du système d'allumage. A chaque étincelle, un train d'oscillations amorties circule dans ce circuit. Des mesures faites par la British Research Association ont permis le relevé d'oscillogrammes de telles perturbations qui sont constituées par des séries d'oscillations qui vont en s'affaiblissant et qui ont une fréquence de l'ordre de 35 Mc/s, la durée d'une oscillation est de 2,5 micro-secondes environ, elle est fonction de la disposition du circuit. Il a été relevé des pointes de courant de 100 ampères. Il est heureux qu'aucun système rayonnant ne soit connecté à ce circuit.

On a remarqué que les champs rayonnés par les systèmes d'allumage sont polarisés verticalement, un doublet horizontal a vis-à-vis de ces champs une réponse dix fois plus faible que s'il était vertical.

Sur l'écran du tube à rayons cathodiques, l'effet de ces parasites se traduit par des séries de taches blanches qui défilent horizontalement.

Un récepteur installé dans un immeuble distant d'une dizaine de mètres de la route et recevant une émission fournissant un champ de 10 millivolts par mètre traduit sur l'écran des taches blanches dues aux

parasites provenant d'automobiles passant sur la route, avec la même intensité que l'image.

Une distance de 60 mètres entre l'antenne réceptrice et le foyer de parasites est souvent juste pour que le champ indésirable n'influence pas l'image. Il faut évidemment toujours rechercher la hauteur maximum pour la pose de l'antenne; plus elle est élevée plus le champ utile capté est grand et plus le champ dû aux parasites est faible à condition que la descente d'antenne ne subisse pas son influence (feeder torsadé, croisé ou sous gaine).

Comme dans le cas de la réception sur les gammes PO-GO, la protection la plus efficace contre les parasites consiste en leur suppression à la source même. Il faudrait que toutes les voitures portent une installation antiparasite, que ce dispositif soit posé par le fabricant de voiture même. Il peut consister simplement en un blindage judicieusement mis à la masse. Il est souvent utile d'ajouter des résistances de 10 à 25.000 ohms ou des chocs haute fréquence fixés à côté de la borne de la bougie; si un blindage de la ligne est utile, la gaine métallique doit être mise à la masse au corps même de la bougie. On peut aussi essayer des résistances de quelques milliers d'ohms dans les lignes du distributeur.

Les lecteurs qui ont fait de la réception de télévision à un rez-de-chaussée ou à un premier étage dans une maison située dans une rue centrale de Paris seront de notre avis qu'un arrêté gouvernemental concernant l'antiparasitage des voitures serait le bienvenu. Mais il n'a pas encore été possible de débarrasser la masse des auditeurs de T. S. F. des parasites industriels... Ce problème doit être pris dès l'origine, comme pour les appareils ménagers: antiparasitage par les soins du fabricant.

Noter que les parasites apportent également des perturbations dans la reproduction sonore, un spectacle « parasité » accompagné d'une sonorisation également « parasitée » constitue une démonstration de cette vérité: l'œil est plus difficile que l'oreille.

CHAPITRE IX

RÉALISATION PRATIQUE D'UN RÉCEPTEUR

Le récepteur que nous décrirons maintenant est du type changeur de fréquence. Tous les bobinages sont faciles à réaliser. L'accord des circuits de fréquence intermédiaire est obtenu par les capacités parasites; le réglage sur la fréquence choisie s'effectue par variation de la valeur du coefficient de self-induction des bobines au moyen d'un disque de cuivre rouge *d* (fig. IX-1) qui pivote sur un axe sorti du boîtier et qui peut se placer en regard de la bobine ou la dégager complètement. L'axe est constitué par une tige filetée qui peut tourner dans un coussinet de laiton soudé à un disque de même métal maintenu par vis ou rivets contre la paroi interne du boîtier (fig. IX-2). Un écrou est soudé sur la tige, à l'intérieur il est placé de telle façon que le disque soit à 3 mm. du fond de panier. Un second écrou

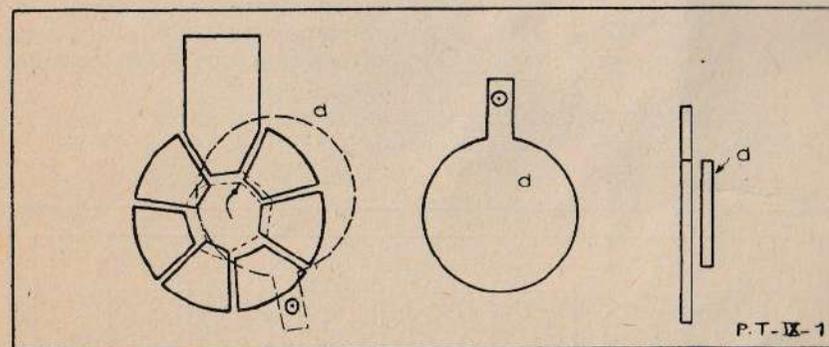


Fig. IX-1

extérieur sert à donner « au dur » au système pendant les réglages. Ceux-ci terminés, l'axe est bloqué par vis pointeau. La disposition des organes sur le châssis est représentée figure IX-3.

BOBINAGES

Les bobines de l'amplificateur à fréquence intermédiaire sont du type « fond de panier ». La figure 1 peut servir de gabarit pour la confection de l'armature en presspahn de ces bobines qui sont réalisées en fil 15/100 deux souches soie. On enroulera en même temps que ce fil, un fil de coton

ordinaire qui servira à écarter les spires entre elles : une spire fil 15/100, une spire fil de coton, etc...

Les bobines d'accord et du circuit oscillateur sont en fil nu 10/10 ; les caractéristiques de tous ces bobinages sont mentionnées dans le tableau qui accompagne le schéma général.

LE SCHÉMA

Ce récepteur (Fig. IX-4.) ne comporte pas d'étage HF. A une certaine distance de l'émetteur ou dans un lieu où le champ est faible, il sera préférable d'en adjoindre un, soit un étage EF51 soit mieux, un étage EE50.

Pour le changement de fréquence, un seul tube ECH3 a été adopté ici. Il est possible de réaliser cette fonction à l'aide de deux tubes ou d'un tube à émission secondaire selon les données fournies par ailleurs, le gain de conversion sera ainsi plus élevé.

Trois étages de fréquence intermédiaire sont nécessaires, les circuits sont amortis par des résistances parallèles et ils sont désaccordés les uns par rapport aux autres.

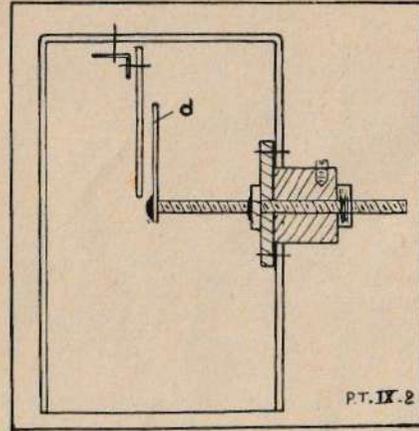


Fig. IX-2

Les courbes ont été relevées, tension d'injection appliquée à la grille ECH3 pour la courbe MF et à la bobine antenne pour la courbe totale.

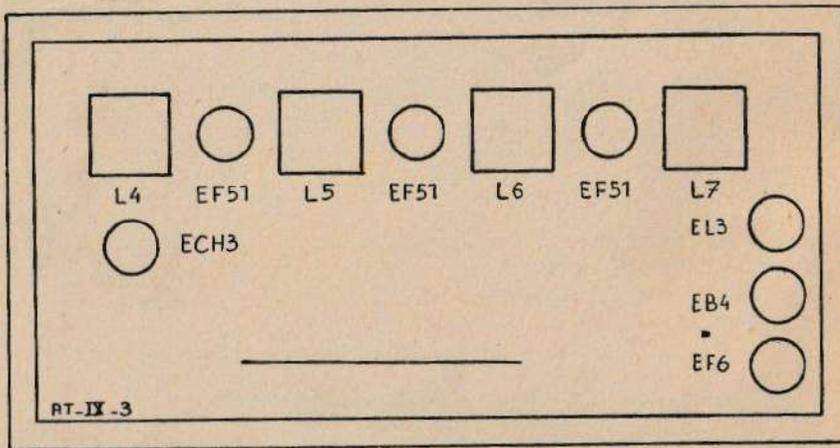
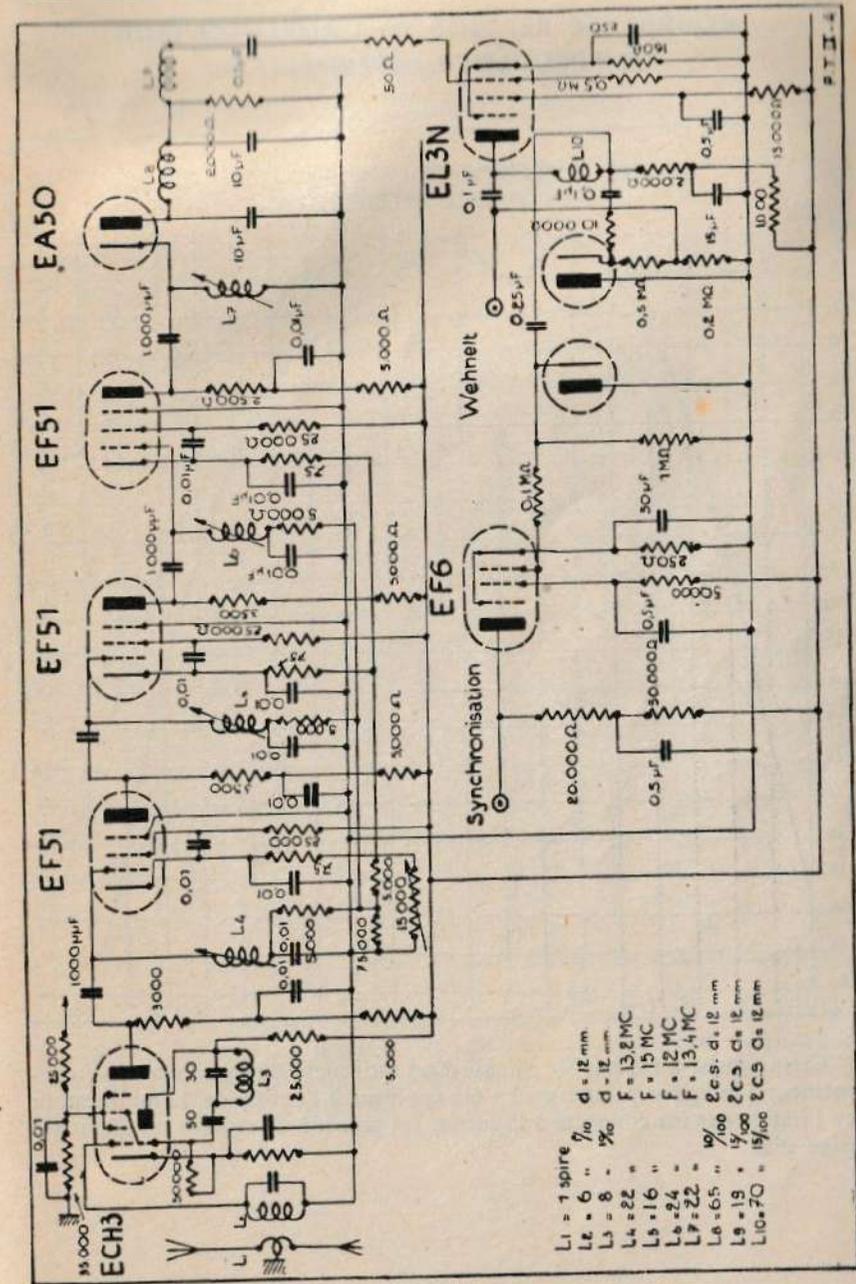


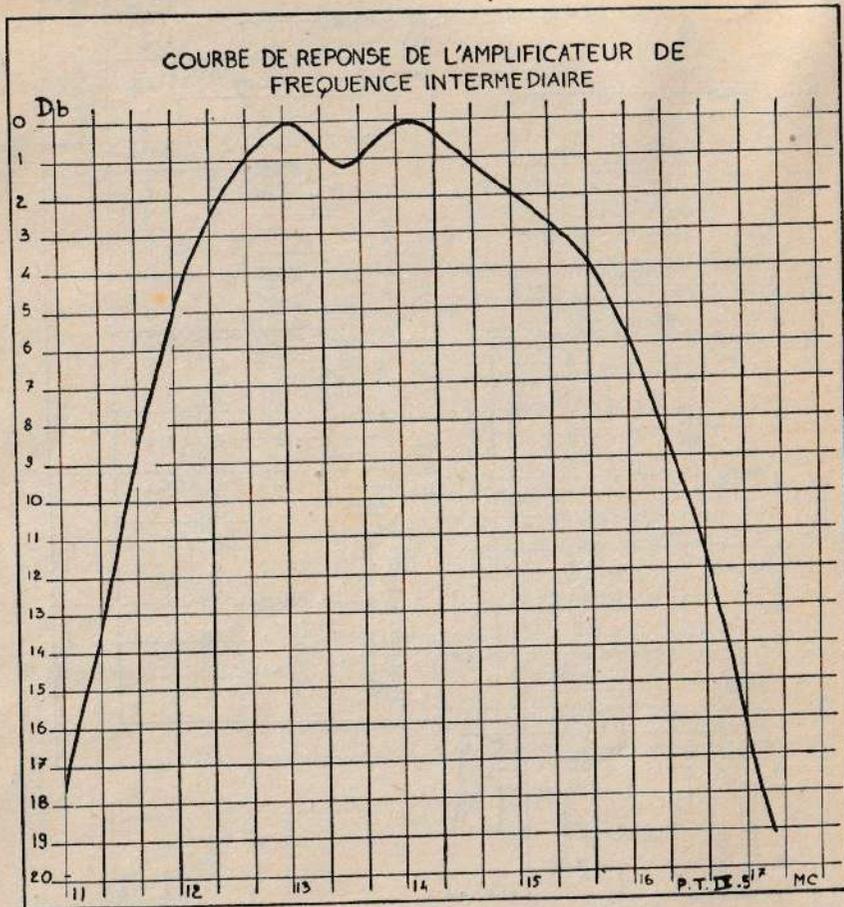
Fig. IX-3



L1 = 1 spire	η_{10}	d = 12 mm
L2 = 6 "	%	d = 12 mm
L3 = 8 "		F = 13,2 MC
L4 = 22 "		F = 15 MC
L5 = 16 "		F = 12 MC
L6 = 24 "		F = 13,4 MC
L7 = 22 "		
L8 = 0,5 "	$\frac{10}{100}$	2 es. d = 12 mm
L9 = 19 "	$\frac{15}{100}$	2 es. d = 12 mm
L10 = 70 "	$\frac{15}{100}$	2 es. d = 12 mm

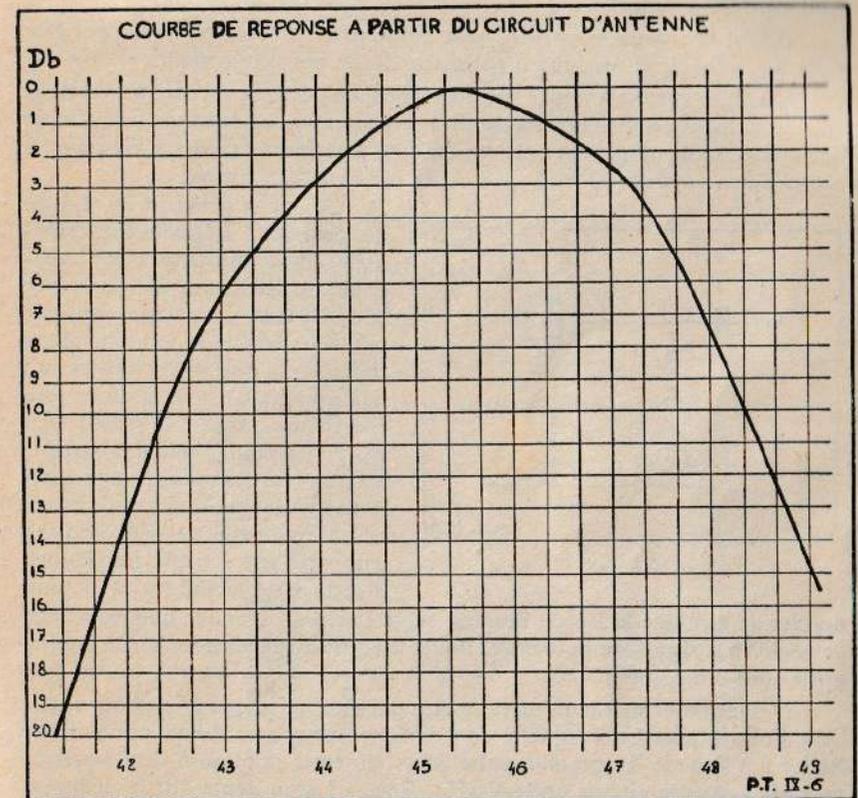
Fig. IX-4

**COURBE DE RÉPONSE DE L'AMPLIFICATEUR
DE FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE**



Cette courbe a été relevée à l'aide d'un indicateur d'accord monté conformément à la figure 7. Le signal a été appliqué à l'entrée de l'amplificateur et l'indicateur fut connecté à la sortie. Le procédé de mesure est décrit à la page 162.

**COURBE DE RÉPONSE
A PARTIR DU CIRCUIT D'ANTENNE**



Cette courbe a été relevée à l'aide d'un indicateur d'accord comportant une diode E A 50. Le signal a été appliqué à l'antenne et l'indicateur d'antenne fut relié à la sortie de l'amplificateur Moyenne Fréquence. La méthode est décrite à la page 162.

Ce sont les variations du courant détecté qui ont servi à établir les ordonnées en décibels.

L'étage EL₃ est peu chargé et la bobine de correction a été déterminée pour que le gain de cet étage demeure constant jusqu'à 3 Mc/s.

Les circuits de séparation et de synchronisation ont été décrits dans un paragraphe spécial. Le dispositif de balayage et l'ensemble alimentation ne sont pas joints au schéma général; suivant le tube utilisé, ces éléments seront réalisés selon les indications mentionnées aux chapitres traitant de ces sujets.

Il faut 300 volts et 75 mA, pour alimenter ce récepteur qui peut être relié au wehnelt d'un tube à rayons cathodiques quelconque.

L'oscillateur est à régler sur 30,5 Mc/s; on pourra procéder à ce réglage en s'aidant d'un récepteur à amplification directe, par exemple une simple détectrice et d'un générateur, en faisant interférer les deux fréquences des champs rayonnés.

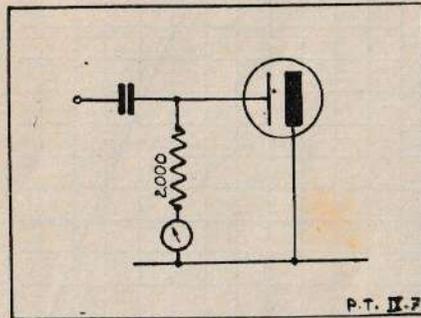


Fig. IX-7

du circuit grille de la lampe dont on règle le circuit d'anode une résistance de 300 ohms, sinon, on pourra appliquer la sortie du générateur sur la bobine grille tout simplement.

1° Déconnecter L₂ qu'on remplace par une résistance de quelques milliers d'ohms, puis L₅ à laquelle on substitue une résistance de 4.000 ohms. Relier p à l'anode du premier tube EF₅₁. Injecter la tension de fréquence 13,2 Mc/s dans le circuit grille ECH₃. Régler L₄ en déplaçant le disque d et en observant la résonance au milliampéremètre.

2° Remplacer L₆ par une résistance de 4.000 ohms, relier p à la plaque du second tube EF₅₁. Injecter la tension de fréquence 15 Mc/s. Régler L₅.

3° Opérer de même pour L₆ réglée sur 12 Mc/s, en injectant la tension sur la grille du deuxième tube EF₅₁.

4° Rétablir le circuit de diode normal, insérer le milliampéremètre entre la résistance de charge et la masse, régler L₇ sur 13,4 Mc/s., en injectant la tension sur la grille du troisième tube EF₅₁.

Il faudra veiller à ne pas déplacer les connexions une fois les circuits réglés, l'accord étant réalisé seulement par la somme des capacités parasites, est très sujet aux variations des capacités composantes.

Signalons que, pour cette raison, le nombre de spires indiqué pour

Avant de procéder au réglage des circuits à fréquence intermédiaire, on commencera par constituer un indicateur d'accord avec la diode EA50. L₇ sera remplacée par une résistance de 2.000 ohms reliée à la masse à travers un milliampéremètre et la diode sera elle-même reliée à la masse (fig. IX-7). Le point p sera déplacé sur le circuit en cours de réglage selon la méthode indiquée ci-dessous.

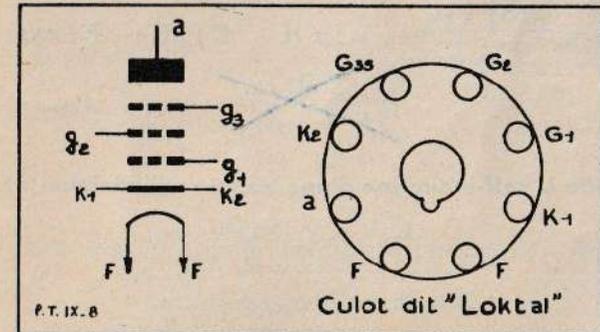
Si la sortie de l'hétérodyne employée est à haute impédance placer en parallèle sur la bobine

CARACTÉRISTIQUES DU TUBE EF51

Vg ₁	I _a mA	I _{g2} mA	S mA/V	R _i Ω
-2	14	2,6	9,5	0,5 × 10 ⁶
-8			0,1	5 × 10 ⁶

V_f = 6,3 v. I_f = 0,35 amp.
C_{ag} à froid < 0,007 pF
C entrée à froid 10 pF
C sortie à froid 4 pF

Amortissement à 100 Mc/s.
Entrée 15.000 ohms.
Sortie 100.000 ohms.



Tube à double sortie de cathode pour ondes très courtes.

En amplificateur HF ou MF.
V_a = 250 V

V_{g2} = 250 V
V_{g3} = 0

FORMULAIRE

QUELQUES FORMULES UTILES
POUR LE CALCUL DES CIRCUITS OSCILLANTS

$\lambda_m = \frac{300}{F_M}$
 $\lambda_m = \frac{160}{\sqrt{L C}}$
 $\lambda_m = \frac{25 \omega^3}{F^2 C}$
 $\lambda_m = \frac{25 \omega^3}{F^2 L}$

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

$$\lambda_m = \frac{300\,000}{F_{kc/s}}$$

$$\lambda_m = 1,884 \sqrt{L C} \quad L: \mu H \quad C: pF$$

$$F_{kc/s} = \frac{159.200}{\sqrt{L C}} \quad L: \mu H \quad C: pF$$

$$L = \frac{25,35 \cdot 10^9}{F^2 \cdot C} \quad L: \mu H \quad C: pF \quad F: kc/s$$

$$C = \frac{25,35 \cdot 10^9}{F^2 \cdot L} \quad L: \mu H \quad C: pF \quad F: kc/s$$

~~$$C_{pF} = \frac{C_{cm}}{900}$$~~

$1cm \neq 1,1 \mu F$

Calcul de la self-induction d'une bobine cylindrique (fig. 1).

$$L = K n^2 D 10^{-3}$$

$$L = en \mu H$$

D = diamètre moyen en cm.

n = nombre de spires

K = coefficient donné par la courbe de la figure 2.

Bande de fréquence couverte (fig. 3).

C_v = fraction variable du condensateur d'accord.

C_r = fraction résiduelle du condensateur d'accord.

C_p = capacités parasites se décomposant ainsi :
 capacité d'entrée des lampes: 6 à 10 pF.
 capacité de sortie des lampes: 5 à 7 pF.
 capacité du contacteur et de câblage: 10 à 15 pF.

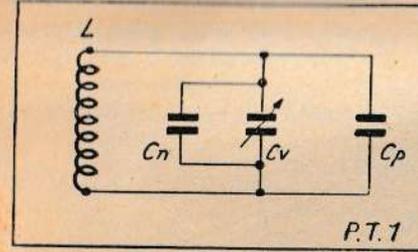
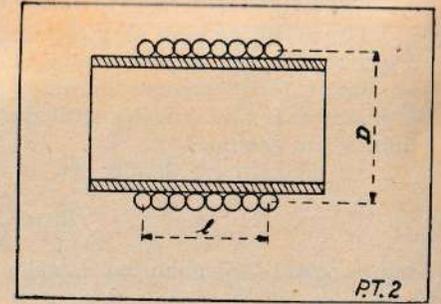


Fig. 1



P.T.2

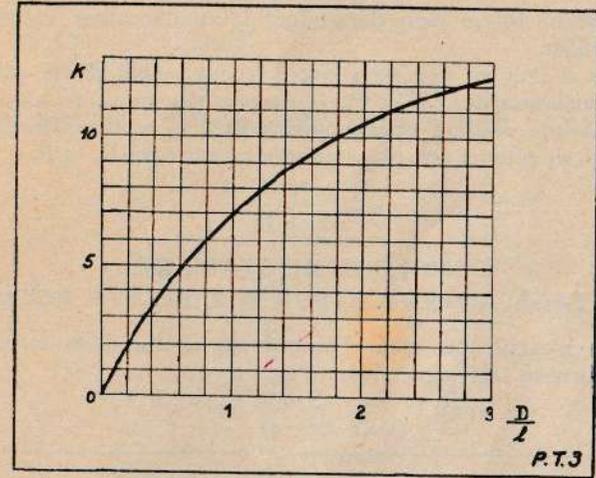


Fig. 3

$K \approx 4$

Capacité répartie de la bobine :

OC : 3 pF.

PO : 7 pF.

GO : 15 pF.

Capacité du trimmer à ajuster pour obtenir la valeur de la capacité initiale utile C_0 .

$$C_0 = C_r + C_p$$

$$C_1 = C_v + C_0 = \text{capacité totale d'accord.}$$

F_0 = fréquence maximum λ_0 = longueur d'onde minimum.

F = fréquence minimum λ_1 = longueur d'onde maximum.

Entre ces grandeurs existe la relation :

$$\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{F_0}{F_1}\right)^2 = \frac{C_1}{C_0} = m$$

D'où nous tirons : $C_0 = \frac{C_v}{m \cdot 1}$

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION

1. — Généralités.....	2
2. — Procédés mécaniques et procédés électroniques d'exploration.	2
3. — Notions fondamentales	3
4. — L'exploration de l'image	3
5. — Balayage entrelacé	4
6. — Interlignage par le procédé Barthélémy	5

LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES.

7. — Déviation électrostatique	7
8. — Déviation électromagnétique	9
9. — Caractéristiques des tubes	10
10. — Déviation électromagnétique ou déviation électrostatique?...	11

CHAPITRE II

L'alimentation des tubes à rayons cathodiques.

1. — Principe du calcul de la tension du secondaire haute tension du transformateur	13
2. — Principe de calcul du filtre	14
3. — Calcul du dispositif d'alimentation pour un tube Philips DW-16	16

La mise en service du tube à rayons cathodiques.

4. — Quelques précautions utiles	19
--	----

CHAPITRE III

Oscillateur de relaxation.

BASE DE TEMPS.

1. — Généralités	23
2. — Oscillateur avec tube au néon	23
3. — Oscillateur avec triode à gaz	24
4. — Linéarité	25
5. — Symétrie	27

6. — Oscillateurs sans triode à gaz	28
7. — Dispositif de déviation avec oscillateur à blocage	28
8. — Dispositif de déviation avec oscillateur à multivibrateur	29
9. — Détermination des éléments d'un générateur de tension à relaxation avec triode à gaz	32
10. — Base de temps linéaire et symétrique pour tube à déviation électrostatique	33
11. — Principe	34
12. — Mise au point	35
13. — Réalisation	35
<i>Fonctionnement d'un dispositif de déviation magnétique.</i>	
14. — Introduction	36
15. — Calcul des bases de temps	40
16. — Réalisation d'une base de temps pour déviation magnétique.	45
17. — Réalisation d'une base de temps avec oscillateur à multivibrateur	47

CHAPITRE IV

La Réception.

LA DÉFINITION RELATIVE ENTRE LA NETTETÉ DE L'IMAGE ET LA FRÉQUENCE DE MODULATION.

1. — Le point	49
2. — Nombre de points fréquence de modulation	49
3. — Etude sur une analyse simple	50
4. — Forme du point	52
5. — La synchronisation	54
6. — L'action du signal de synchronisation sur la triode à gaz.	55
7. — Séparation des signaux de synchronisation des signaux d'image	56
8. — Séparation des signaux de synchronisation entre eux	59
9. — La réception avec le disque de Nipkow	60
10. — La réception avec le tube à rayons cathodiques	61
11. — La réception par projection	63
12. — Description d'un récepteur à projection Philips	63

CHAPITRE V

Le Récepteur.

1. — Principes	65
2. — Modulation en positif, modulation en négatif	66
3. — Détection	67
4. — La composante continue, sa restitution	68
5. — Qualités d'un bon récepteur	69
6. — L'étage de changement de fréquence	70
7. — Moyens à utiliser pour obtenir une large bande passante	73
8. — Le réglage des circuits à fréquence intermédiaire	83
9. — Alignement d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à circuits couplés	84

10. — Suppression partielle d'une bande latérale dans la réception. .	84
11. — Remarques sur l'influence de la capacité et de la résistance d'entrée des lampes sur les circuits accordés	86
12. — Calcul du gain d'étage pour différents éléments de couplage .	87
13. — Transmission des transitoires	91
14. — Réponse d'un étage amplificateur à résistances aux fréquences basses	93
15. — Correction d'un étage amplificateur à résistances sur les fréquences basses	93
16. — Réponse d'un étage amplificateur à résistances aux fréquences élevées	95
17. — Correction d'un étage amplificateur à résistance sur les fréquences élevées	96
18. — La brillance, le contraste d'une image en télévision	98

CHAPITRE VI

Réalisation. Essais. Appareillage de mise au point.

RÉCEPTION DU SON. RÉCEPTEUR INDÉPENDANT. RÉCEPTEUR A DEUX CANAUX.

1. — Récepteur « son » indépendant à amplification directe	102
2. — Description d'un récepteur d'image à amplification directe. .	106
3. — Un ensemble alimentation haute tension, basse tension et bases de temps	107
4. — Première mise au point	108
5. — Récepteur étudié par les établissements Sécurité	113
6. — Alimentation, dispositif de balayage	117
7. — Récepteur type A2	117
8. — Séparation des signaux	118
9. — Le récepteur son	118
10. — Modèle A1	119
11. — Le récepteur son	119
12. — Les mires	119
13. — Hétérodyne d'alignement	120
14. — Gammes	121
15. — Le schéma	121
16. — Réalisation	123

CHAPITRE VII

L'Emission.

1. — Principes	125
2. — Normes des émissions de télévision du poste Paris P.T.T. ...	126
3. — Forme des signaux de synchronisation	126
4. — Procédés d'exploration mécanique, procédés par voie électronique	127
5. — L'analyse par les procédés mécaniques	128
6. — Le disque de Nipkow	128
7. — Le tambour de Weiller	130

8. — Les tubes multiplicateurs d'électrons	131
9. — Analyse par voie électronique	132
10. — L'iconoscope	132
11. — Effet de trapèze	136
12. — Les taches de l'iconoscope	136
13. — Le télépantoscope	137
14. — Caméra de Farnsworth	138
15. — L'orthiconoscope	139
16. — L'isoscope	140

Télécinéma

17. — Analyse du film avec le tube à rayons cathodiques	141
18. — Procédé DeFrance d'analyse interlignée du film.....	142
19. — Procédé Barthélémy.....	142
20. — Télévision par film intermédiaire	143
21. — Le poste d'émission.....	143
22. — Câble coaxial	145

CHAPITRE VIII

L'installation d'un récepteur de télévision.

Défauts possibles. Comment y remédier par l'étude de l'installation.

1. — La propagation sur les longueurs d'onde utilisées en télévision	147
2. — L'antenne de réception	148
3. — Prise de terre	152

Perturbations pouvant être éliminées grâce à l'étude de l'installation de l'antenne.

4. — Interférences dues à des harmoniques de stations émettrices voisines	153
5. — Images fantômes	154
6. — Parasites dus aux moteurs d'automobiles	155

CHAPITRE IX

Réalisation pratique d'un récepteur.

Bobinages	157
Le schéma	158
Caractéristiques du tube EF51	161

Formulaire.

QUELQUES FORMULES UTILES POUR LE CALCUL DES CIRCUITS OSCILLANTS.

Calcul de la self-induction d'une bobine cylindrique	165
Détermination des gammes d'un générateur	166
Condition de stabilité d'un étage amplificateur à circuits accordés ...	166
Valeurs de l'impédance d'un circuit	167